8 f
454 PAGES
LIVe ANNÉE - N° 1649 - OCTOBRE 1979

LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL DE VULGARISATION

ISSN 0337-1883

• AUDIO • VIDEO • ELECTRONIQUE • ARGUS HI-FI •

■ **BANCS D'ESSAI :** La table de lecture ADC 1700 DD à quartz □ L'ampli ONKYO A 7070 □□□

■ **REALISATIONS :** Un minuteur pour développement photographique □ Un avertisseur de dépassement de vitesse □ Un timer universel □□□



BELGIQUE : 65 F.B. ● SUISSE : 4 FS ● ITALIE : 1 800 LIRES ● ESPAGNE : 175 PTAS ● CANADA : 1,75 $ ● ALGÉRIE : 8 DIN ● TUNISIE : 920 MIL



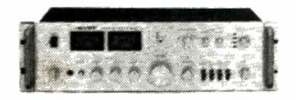
scalp music

POUR QUE TU SOIS MUSIQUE

UNIQUEMENT DES MARQUES DE REPUTATION MONDIALE



SCOTT



CHAINE 480 A SCOTT

- Ampli **SCOTT 480 A.** 2 × 80 W, commutable en 55 W
- Platine **TD PIONEER PL 200 X.** Ent. dir., semi-auto., strobo.
- 2 enceintes **PIONEER HPM 50.** Tweeter Piezzo

LA CHAINE COMPLETE ...... **5 100 F**

PIONEER



CHAINE SA 7800 PIONEER

- Ampli **PIONEER SA 7800.** 2 × 65 W
- Platine **TD SCOTT PS 67 A.** Ent. direct, semi-auto., strobo.
- 2 enceintes **ELIPSON 5003.** 3 voies

LA CHAINE COMPLETE ...... **5 380 F**

PIONEER



CHAINE SA 8800 PIONEER

- Ampli **PIONEER SA 8800.** 2 × 85 W
- Platine **TD SCOTT PS 77 XV.** Directe à quartz, strobo., semi-auto.
- 2 enceintes **SCOTT 196 B**

LA CHAINE COMPLETE ...... **6 100 F**

PIONEER



CHAINE SA 9800 PIONEER

- Ampli **PIONEER SA 9800.** 2 × 100 W
- Platine **TD AKAI AP 306 C.** Directe à quartz, strobo., semi-auto.
- 2 enceintes **CELESTION DITTON 442**

LA CHAINE COMPLETE ...... **8 190 F**

PIONEER



MINI-CHAINE COMPLETE EN RACK

- Ampli **PIONEER SA 3000.** 2 × 40 W
- Platine **K7 PIONEER CT 3000.** Dolby
- Tuner **PIONEER X 3000**
- Platine **TD PIONEER PL 3000.** Direct
- 2 enceintes **DITTON 121**
- Rack **PIONEER B 3000**

LE RACK COMPLET ...... **8 720 F**

SAE



CHAINE SAE 3100-3000

- Ampli **SAE 3100.** 2× 50 W
- Préampli **SAE 3000**
- Platine **TD PIONEER PL 200 X.** Ent. dir., strobo., semi-auto.
- 2 enceintes **JBL L 50**

LA CHAINE COMPLETE ...... **8 548 F**

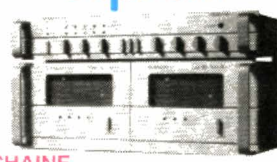
SAE

CHAINE SAE 220-3000

- Ampli **SAE 220.** 2 × 100 W
- Préampli **SAE 3000**
- Platine **TD PIONEER PL 300 X.** Ent. dir. à quartz, semi-auto.
- 2 enceintes **CELESTION DITTON 442**

LA CHAINE COMPLETE ...... **9 529 F**

elipson



CHAINE ELIPSON AME 1208-PE 21 A

- Ampli **ELIPSON AME 1208.** 2 × 180 W
- Préampli **ELIPSON PE 21 A**
- Platine **AKAI AP 306 C.** Directe à quartz
- 2 enceintes **CELESTION DITTON 662**

LA CHAINE COMPLETE ...... **16 695 F**

AKAI

CHAINE AKAI PS120 M-PS 200 C

- Ampli **AKAI PS 120 M.** 2 × 120 W
- Préampli **AKAI PS 200 C**
- Platine **TD SCOTT PS 77 XV.** Directe à quartz, semi-auto.
- 2 enceintes **ELIPSON 1604**

LA CHAINE COMPLETE ...... **17 515 F**

Sansui



CHAINE SANSUI AU 417

- Ampli **SANSUI AU 417.** 2 × 65 W
- Platine **TD PIONEER PL 200 X.** Ent. dir., strobo., semi-auto.
- 2 enceintes **PIONEER HPM 50.** Tweeter piezzo

LA CHAINE COMPLETE ...... **5 060 F**

harman/kardon



CHAINE HK CITATION 17-19

- Ampli **HK CITATION 19.** 2 × 100 W
- Préampli **HK CITATION 17**
- Platine **TD PIONEER PL 300 X.** Ent. dir. à quartz, semi-auto.
- 2 enceintes **CELESTION DITTON 442**

LA CHAINE COMPLETE ...... **13 627 F**

harman/kardon



CHAINE HARMAN/ KARDON HK 505

- Ampli **HARMAN/KARDON HK 505.** 2 × 75 W
- Platine **TD PIONEER PL 200 X.** Ent. direct, strobo., semi-auto.
- 2 enceintes **JBL L 50**

LA CHAINE COMPLETE ...... **6 800 F**



3 ADRESSES

PARIS-8e Ⓜ EUROPE
54, RUE DE ROME, 75008 PARIS. TEL. : 522-12-94

PARIS-12e Ⓜ BASTILLE-GARE DE LYON
21, RUE DE LYON, 75012 PARIS. TEL. : 628-80-51

VINCENNES Ⓜ CHATEAU DE VINCENNES
27, AV. DE PARIS, 94300. TEL. : 365-25-93+

CONSULTEZ EN PAGES 398 - 399 - 400-401-402-403. NOS PROMOTIONS ET CONDITIONS DE VENTE



LE HAUT-PARLEUR

ADMINISTRATION – REDACTION

Fondateur : J.-G. POINCIGNON
Directeur de la publication : A. LAMER
Directeur : H. FIGHIERA
Rédacteur en chef : A. JOLY
Secrétaire de rédaction : C. DUCROS

SOCIETE DES PUBLICATIONS
RADIO-ELECTRIQUES ET SCIENTIFIQUES
Société anonyme au capital de 120 000 F

LE HAUT-PARLEUR
2 à 12, rue de Bellevue
75940 PARIS CEDEX 19
Tél. : 200-33-05
Télex : PGV 230472 F

La Rédaction du Haut-Parleur décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs. Les manuscrits publiés ou non ne sont pas retournés.

ABONNEMENTS

	FRANCE	ETRANGER
HAUT-PARLEUR (12 nos + 3 nos spéciaux) 1 AN	90,00 F	140,00 F
Abonnements groupés :		
HAUT-PARLEUR + E. PRATIQUE + SONO 1 AN	180,00 F	250,00 F
HAUT PARLEUR + E. PRATIQUE 1 AN	125,00 F	195,00 F
HAUT-PARLEUR + SONO 1 AN	135,00 F	185,00 F

BULLETIN D'ABONNEMENT : voir page 148

sommaire

Page



Commission Paritaire N° 56 701

Dépôt légal : 4e trimestre 1979
No éditeur : 508
Distribué par « Transport Presse »

ENTRAINEMENT DIRECT, LE SECRET DU NOUVEAU MO[...] SUR SON CENTRE DE GRAVI[...]

Parce que c'est le seul point où un moteur tourne sans transmettre ses vibrations

Quand la platine à entraînement direct apparut sur le marché, elle fut saluée par les audiophiles comme un grand progrès dans la hi-fi pour sa régularité de rotation. Mais le howling produit par les vibrations du moteur ne pouvait être neutralisé que par l'emploi de matériaux de construction anti-résonnants et de systèmes de suspension et d'isolation complexes qui faisaient d'une bonne platine de ce type un appareil coûteux.

Profitant de l'enthousiasme des audiophiles pour cette nouvelle technique, certains constructeurs, et non des moindres, n'ont pas hésité à commercialiser des platines à entraînement direct de bas de gamme qui avaient le grave inconvénient de restituer fidèlement les vibrations du moteur en même temps que la musique.

Cet échec a fait douter de l'entraînement direct, car les performances de telles platines étaient souvent inférieures à celles des platines à courroie.

L'arrêt de mort du "Howling": le nouveau SHR de Pioneer

Bien qu'il donne à la platine une ligne très élégante, ce n'est pas une préoccupation d'esthétique qui a conduit Pioneer à concevoir le moteur le plus mince du monde, mais bien plutôt la volonté de supprimer à la source les causes du howling.

Dans les constructions courantes à entraînement direct, l'arbre du moteur et l'axe du plateau ne sont qu'une seule et même pièce. Le pivot se trouvant, à la base du moteur, à l'opposé du centre de gravité, les vibrations se propagent le long de l'axe et gagnent le plateau (Fig.A).

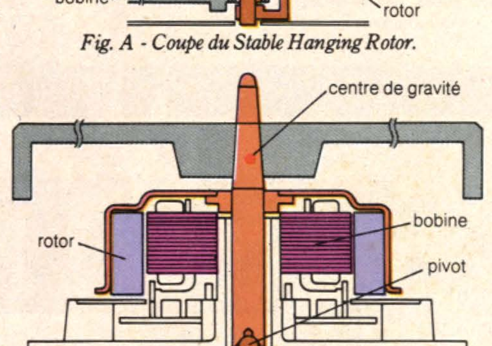


Fig. A - Coupe du Stable Hanging Rotor.

Fig. B - Coupe d'un moteur conventionnel.

L'efficacité du moteur SHR est due au fait que le pivot surmontant un arbre fixe se situe, lui, au point exact du centre de gravité de l'ensemble de rotation.

Cette situation stratégique offre deux avantages majeurs dans la lutte contre le howling:

- le pivot exerce une fonction gyrostabilisatrice qui donne à l'ensemble rotor-plateau une parfaite stabilité et lui permet d'éliminer latéralement les vibrations résiduelles;
- l'axe du plateau, isolé du moteur et de longueur très réduite, n'est physiquement pas en mesure de récupérer ses vibrations.

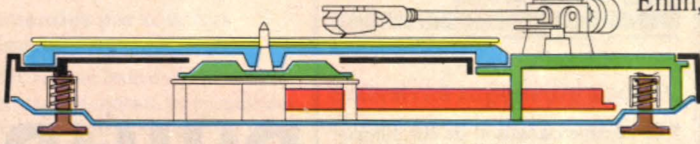
De plus un système de suspension coaxiale vient compléter au niveau du boîtier la construction anti-howling du moteur.

Enfin, grâce à une régulation de la vitesse par quartz (PL 300X-PL 400X) ou, par générateur de fréquence à 200 pôles (PL 200X) le taux de pleurage/scintillement ne dépasse pas 0,025% (WRMS).

Les performances remarquables de chacune de ces platines permettent à la nouvelle gamme Pioneer de rivaliser avec les très hauts de gamme.

Coupe du nouveau moteur Stable Hanging Rotor (SHR): 15 mm d'épaisseur seulement et une conception toute nouvelle.

Les commandes de la PL 200X sont regroupées sur l'avant du coffret afin qu'elles puissent être actionnées capot fermé.



Coupe du système de suspension coaxiale Pioneer. Il limite l'interaction entre le moteur (en vert), le support du bras (en vert) et le plateau (en bleu).

PIONEER

La vraie réponse aux vrais problèmes


OTEUR PIONEER : IL TOURNE
TE.
Nouveau moteur
nouvelle gamme.
Les appareils de la nouvelle gamme Pioneer offrent un rapport S/B pondéré supérieur à 75 dB et un taux de pleurage/scintillement de 0,025%.
PL 400X : Moteur SHR à CC asservi par quartz PLL à effet Hall. Commandes frontales - bras automatique. 1684 F* avec cellule.
PL 300X : Moteur SHR à CC asservi par quartz PLL à effet Hall. Commandes frontales - bras semi-automatique. 1320 F* avec cellule.
PL 200X : Moteur SHR à CC asservi par G.F. 200 impulsions. Commandes frontales - bras semi-automatique. 1120 F* avec cellule.
PIONEER DIRECT DRIVE AUTO-RETURN PL-200X
Marella Veyrac
Pioneer distribué par
MUSIQUE DIFFUSION FRANÇAISE
8, rue Grange-Dame-Rose - 78140 Vélizy-Villacoublay
Tél. 946.97.02
*Prix moyens relevés chez des spécialistes hifi.

AVEC L'ENTRAINEMEN[T]
PIONEER LIBERE ENFIN



Règle des Trois Doigts.

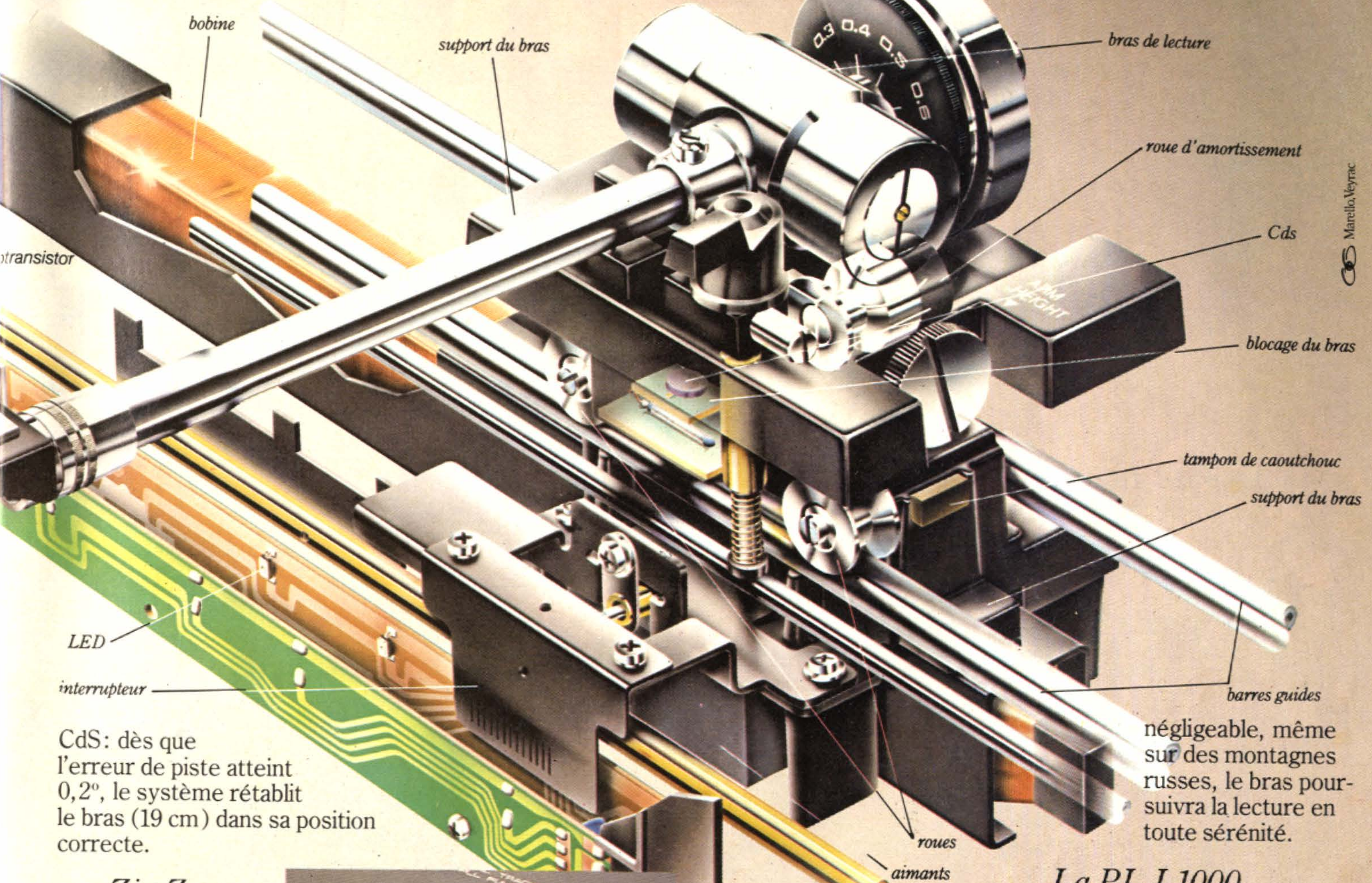
A - aimants
B - bobine fixe.
Principe du moteur linéaire: la force obtenue par "induction directe" fait se déplacer l'équipage mobile des aimants le long du bobinage fixe.

Diagramme du servo-cricuit du moteur linéaire.

PL-L 1000. Platine à entraînement direct équipée du moteur SHR à effet Hall, pilotée par quartz avec boucle de verrouillage de phase. Rapport S/B sup. à 78 dB (DIN B) - Pleurage et scintillement: 0,013% - Variation de vitesse: 0,002%.

*Prix moyens relevés chez [...]

T DIRECT, LE BRAS TANGENTIEL.



CdS: dès que l'erreur de piste atteint 0,2°, le système rétablit le bras (19 cm) dans sa position correcte.

Zig-Zag et montagnes russes

Il arrive trop fréquemment que le trou des disques ne soit pas percé exactement au centre. Or le décentrage, si minime soit-il, a des effets désastreux avec un bras classique. Pioneer a comblé cette lacune: le champ magnétique permet une telle souplesse de déplacement que si la cellule photosensible détecte une erreur angulaire importante et soudaine, le bras s'adapte instantanément et la lecture se fait sans déséquilibre des canaux.

Molette de localisation « CUE WHELL » du bras. Si le stylet touche le disque, un dispositif à diode LED empêche tout déplacement.

La bête noire des bras tangentiels, le disque voilé, n'a pas davantage d'effet sur la PL-L 1000: le système de pivot vertical qui utilise le fameux roulement à contact angulaire de Pioneer et la construction à faible masse du bras lui donnent une inertie négligeable, même sur des montagnes russes, le bras poursuivra la lecture en toute sérénité.

La PL-L1000, l'automatisme docile

Bien que toutes ses commandes soient automatiques, la PL-L 1000 de Pioneer offre l'énorme avantage de permettre l'intervention manuelle à tout moment sans risque d'abîmer le mécanisme puisque le seul lien entre le moteur et le bras est un champ magnétique. De plus la cellule se change aussi facilement que sur n'importe quel bras classique; un confort et une sécurité d'utilisation que seul Pioneer est capable d'offrir sur une platine de ce type, pour 4474 F*.

Avec la PL-L 1000, Pioneer fait sortir le bras tangentiel du "coin des inventeurs" et propose un véritable instrument de haute-fidélité.

PIONEER

La vraie réponse aux vrais problèmes

Pioneer distribué par MUSIQUE DIFFUSION FRANÇAISE 8, rue Grange-Dame-Rose - 78140 Vélizy-Villacoublay - Tél. 946.97.02

LE GENERATEUR D'IMPULSIONS CSC 4001 CONTINENTAL SPECIALTIES



LES techniques digitales envahissent toujours davantage le monde de l'électronique. Corrélativement, croissent les besoins des utilisateurs pour des appareils applicables à la mise au point ou au dépannage de tels systèmes.

Par la gamme des signaux impulsionnels qu'il délivre, le générateur CSC 4001 prend place dans le parc de ces appareils. Il intéresse, au premier chef, les électroniciens travaillant fréquemment sur des circuits logiques, sur des microprocesseurs, etc. Mais là ne se limitent pas strictement ses possibilités : en donnant, en fin d'étude, quelques exemples d'applications du générateur 4001, nous verrons qu'il peut rendre d'appréciables services aux amateurs de radiocommande (là aussi, l'information numérique prend une place dominante), et même toucher au domaine de la BF.

Le générateur 4001 est distribué par les établissements GRADCO-FRANCE, qui nous ont confié l'exemplaire testé dans ces colonnes.

I – Les grandes lignes du fonctionnement du générateur 4001

Comme indiqué dans l'introduction, cet appareil délivre des impulsions, soit aux normes TTL, soit avec une amplitude réglable (ce dernier cas trouvant son intérêt pour l'attaque des circuits C.MOS, notamment).

Le principe retenu consiste à régler indépendamment l'une de l'autre, dans une succession d'impulsions périodiquement répétées, la durée du palier au niveau haut, et celle du palier au niveau bas. Ainsi, dans l'exemple de la figure 1, les commandes du générateur agissent, les unes sur le temps T_1 et les autres sur T_2. On comprendra tout l'intérêt de ce dispositif, quand on saura que la durée de chaque impulsion (T_1), comme celle de chaque espacement (T_2), peut varier continuement de 100 ns à 1 s.

Il est ainsi possible d'appli-

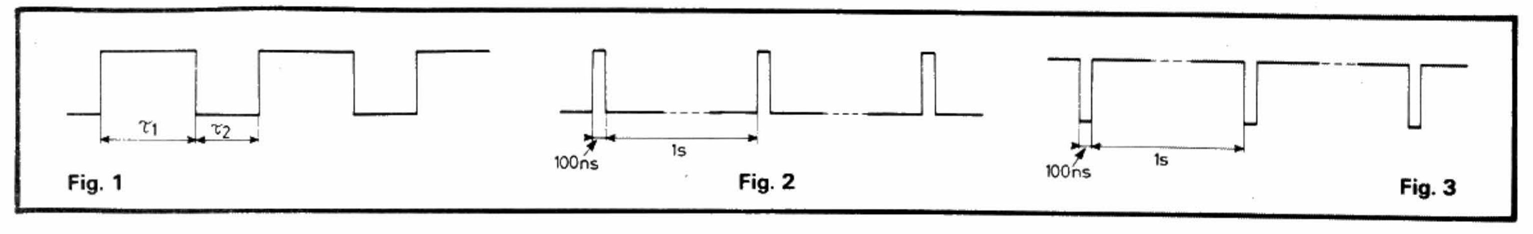


Fig. 1 Fig. 2 Fig. 3

quer, à des circuits dont on veut tester la réaction à des impulsions extrêmement brèves, un signal comme celui de la figure 2. Grâce au long espacement possible, la fréquence de récurrence peut descendre au hertz, donc faciliter une observation visuelle par dilatation de l'échelle des temps, sans pour autant dégrader la brièveté des créneaux.

La figure 2 illustre le cas de brèves impulsions positives. Naturellement, quand on divise de fines impulsions négatives, il suffit d'inverser les réglages respectifs des durées T_1 et T_2. On aboutit alors au cas de la figure 3.

Au total, si on s'exprime maintenant en terme de fréquence, celle-ci peut varier de 0,5 Hz (durée d'impulsion T_1 et espacement T_2 tous les deux ajustés à leur maximum, soit une seconde, ce qui donne des signaux carrés symétriques d'une période de deux secondes) à 5 MHz (T_1 et T_2 valent alors 100 ns).

Les possibilités du générateur 4001 ne se limitent pas au type de fonctionnement relaxé que nous venons de décrire. D'autres modes sont en effet exploitables, que nous allons analyser successivement.

Le mode coup par coup (one shot) :

Le générateur ne délivre alors qu'une impulsion lors de chaque manœuvre d'un bouton poussoir. Ce mode permet de suivre pas à pas la succession des états d'un système numérique, quel que soit le temps nécessaire, à chaque fois, pour les mesures et les observations.

Le mode déclenché (trigger)

Chaque impulsion de sortie est alors commandée par un générateur externe, et débute lorsque le signal que délivre celui-ci, passe par un seuil déterminé, soit en montant, soit en descendant. La figure 4 illustre ce mode. On y trouve, en haut, le signal de déclenchement et, en bas, la succession des impulsions disponibles à la sortie du générateur 4001. Nous avons retenu, pour notre exemple, l'hypothèse d'un déclenchement par une tension sinusoïdale.

A chaque passage de cette sinusoïde par la tension de seuil v, le générateur délivre une impulsion de largeur T. Ces impulsions débutent donc en des instants t_1, t_2, t_3, etc. liés au niveau du seuil v.

La tension de commande peut varier très lentement (le couplage étant continu), et l'appareil réagit encore à des fréquences de 10 MHz sur l'entrée de déclenchement.

Le mode « porte » (gate)

On envoie, sur l'entrée de porte, un signal de commande en forme de créneaux, dont les paliers au niveau bas déterminent l'ouverture de la porte (la sortie du générateur délivre alors les impulsions), tandis que les paliers au niveau haut, bloquent la sortie.

Signaux symétriques (square wave)

Un poussoir met en jeu ce mode de fonctionnement, dans lequel la durée de chaque impulsion, et l'espacement entre deux impulsions consécutives, deviennent automatiquement égaux.

II – Résumé des caractéristiques principales

– Fréquence de fonctionnement : de 0,5 Hz à 5 MHz.
– Largeur des impulsions : de 100 ns à 1 s, en sept gammes, avec réglage continu dans un rapport 10, à l'intérieur de chaque gamme.
– Espacement des impulsions : comme pour la largeur.
– Précision sur la durée et l'espacement : ± 5 %.
– Modes de fonctionnement : relaxé, coup par coup, déclenché, commande par porte, signaux symétriques.
– Sortie variable : de 100 mV à 10 V, sur 50 Ω. Temps de montée et de descente inférieurs à 30 ns.
– Sortie TTL : sortance de 40 ; temps de montée et de descente inférieurs à 20 ns.
– Sortie de synchronisation : impulsions aux normes TTL, avec une sortance égale à 10. Temps de montée et de descente inférieurs à 20 ns. L'impulsion de synchronisation, est en avance d'au moins 20 ns sur les impulsions principales.
– Signaux de déclenchement et de porte : on doit appliquer, sur l'entrée de porte, des impulsions aux normes TTL, d'une durée d'au moins 40 ns.
– Alimentation : 220/240 V ; 50/60 Hz ; consommation 6 VA.
– Dimensions : largeur : 254 mm ; hauteur : 76 mm ; profondeur : 178 mm.
– Masse : 1 kg.

III – Analyse du schéma

Le générateur qui détermine largeur et espacement des impulsions, est construit autour de deux monostables en circuits intégrés et logique TTL. Il s'agit du modèle 74123, qui réunit deux de ces monostables à l'intérieur d'un

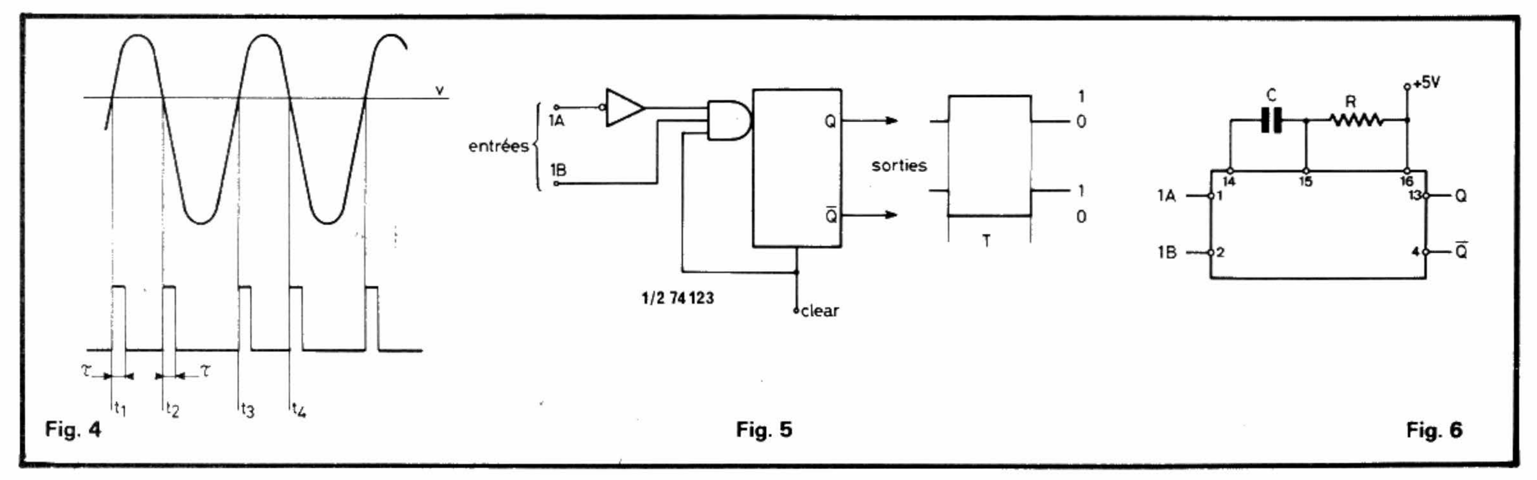


Fig. 4 Fig. 5 Fig. 6

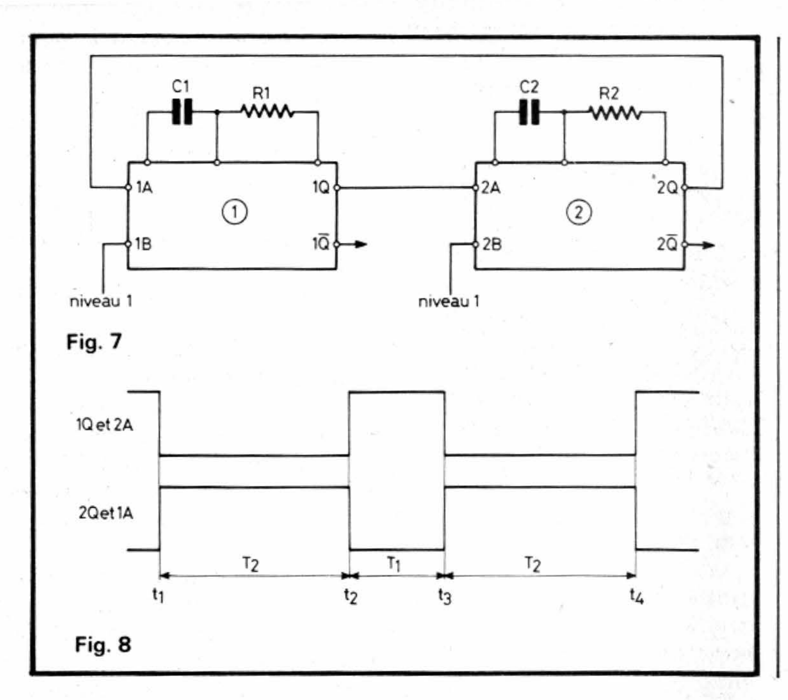


Fig. 7

Fig. 8

même boîtier. Nous rappelons, en figure 5, la structure simplifiée de l'un d'entre eux.

Nous négligerons l'entrée « clear », prévue pour une éventuelle remise à zéro du monostable avant la fin de sa période, et qui n'est pas exploitée ici (on la maintient au niveau logique 1, par branchement sur le + 5 V)

Les deux entrées se commandent par des transitions de signaux logiques. L'entrée B est activée lors du passage du niveau 0 au niveau 1, à condition que l'entrée A soit alors maintenue dans l'état 0. Au contraire, grâce à l'inverseur auquel elle est reliée, l'entrée A est activée par une transition descendante, à condition de maintenir B au niveau logique 1. On dispose alors, sur les sorties Q et $\overline{Q}$, de créneaux en opposition de phases, dont la durée est déterminée par un circuit RC extérieur, branché comme l'indique la figure 6, où les numéros rappellent le brochage.

Branchons alors les deux monostables, conformément aux indications de la figure 7, où les deux entrées B sont maintenues au niveau 1, et où les sorties Q de chaque monostable, sont connectées à l'entrée A de l'autre. Le système devient auto-oscillant, ainsi que l'explique le diagramme de la figure 8.

Supposons, en effet, qu'à l'instant t_1, le monostable numéro 1 arrive en fin de période : sa sortie 1Q, donc l'entrée 2A du monostable numéro 2, basculent à l'état bas. Ceci déclenche le deuxième monostable pour une période T_2, déterminée par la constante de temps R_2C_2.

A l'issue de cette période, donc à l'instant t_2, le retour au niveau bas de la sortie 2Q, entraîne la même transition pour l'entrée 1A. Le monostable numéro 1, est donc déclenché pour une période T_1 déterminée par R_1C_1. A la fin de celle-ci, donc à l'instant t_3, ce sont à nouveau la sortie 1Q et l'entrée 2A qui reviennent à zéro, déclenchant à nouveau le monostable 2.

Ce processus, toutefois, exige qu'il existe, au départ, au moins une transition, sinon l'oscillation ne pourrait démarrer. Le constructeur a résolu le problème, en complétant le montage comme indiqué en figure 9, par un dispositif anti-verrouillage.

Par les résistances R_{14} et R_{15}, l'entrée 1B est maintenue à la moitié de la tension d'alimentation + E. Le potentiel d'émetteur de T_1, d'autre part, grâce aux résistances R_{11} et R_{12}, est au demi-potentiel des sorties $1\overline{Q}$ et $2\overline{Q}$. Tant que le montage oscille, l'une de ces sorties est au niveau haut, l'autre au niveau bas. Le potentiel moyen de l'émetteur de T_1 étant égal à celui de sa base, ou même plus négatif, T_1 est bloqué.

Supposons maintenant que

Fig. 10

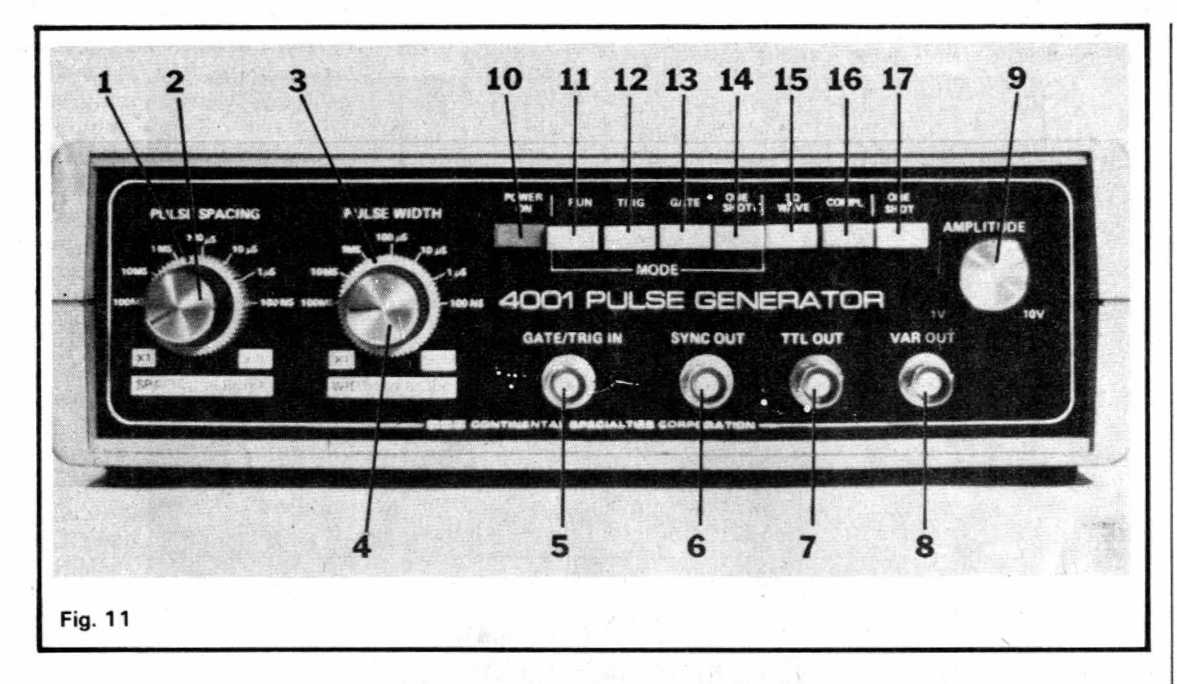


Fig. 11

1 Le commutateur de gammes pour la durée des espacements.

2 Concentriquement, le vernier de réglage fin des espacements.

3 Le commutateur de gammes pour la longueur des impulsions.

4 Le vernier de réglage fin des impulsions.

5 L'entrée des signaux de porte et de trigger.

6 La borne de sortie des impulsions de synchronisation.

7 La borne de sortie TTL.

8 La borne de sortie des impulsions d'amplitude variable.

9 Le potentiomètre de commande de l'amplitude.

10 L'interrupteur général de mise sous tension.

11 12 13 14 Les touches de sélection du mode de fonctionnement.

15 Le poussoir d'enclenchement du dispositif donnant automatiquement des signaux symétriques.

16 Le poussoir permettant d'obtenir des impulsions complémentaires.

17 La commande manuelle pour le fonctionnement en « mono coup ».

le montage cesse d'osciller : les deux sorties $1\overline{Q}$ et $2\overline{Q}$ demeurent dans leur état de repos, au niveau haut, et T_1 conduit. Ceci entraîne la saturation de T_2, normalement bloqué. Compte tenu de la valeur élevée des résistances R_{11} et R_{12}, c'est le condensateur C_{15} qui fournit le courant d'émetteur de T_1. Lorsqu'il est totalement déchargé, T_2 se bloque à nouveau, et l'entrée B passe au niveau 1, ce qui déclenche le monostable numéro 1, et fait démarrer les oscillations.

Dans la pratique, les condensateurs C_1 et C_2 sont sélectionnés par deux commutateurs qui choisissent les différentes gammes de durée et d'espacement des impulsions, tandis que les résistances R_1 et R_2 sont remplacées par des potentiomètres, pour le réglage fin à l'intérieur de chaque gamme:

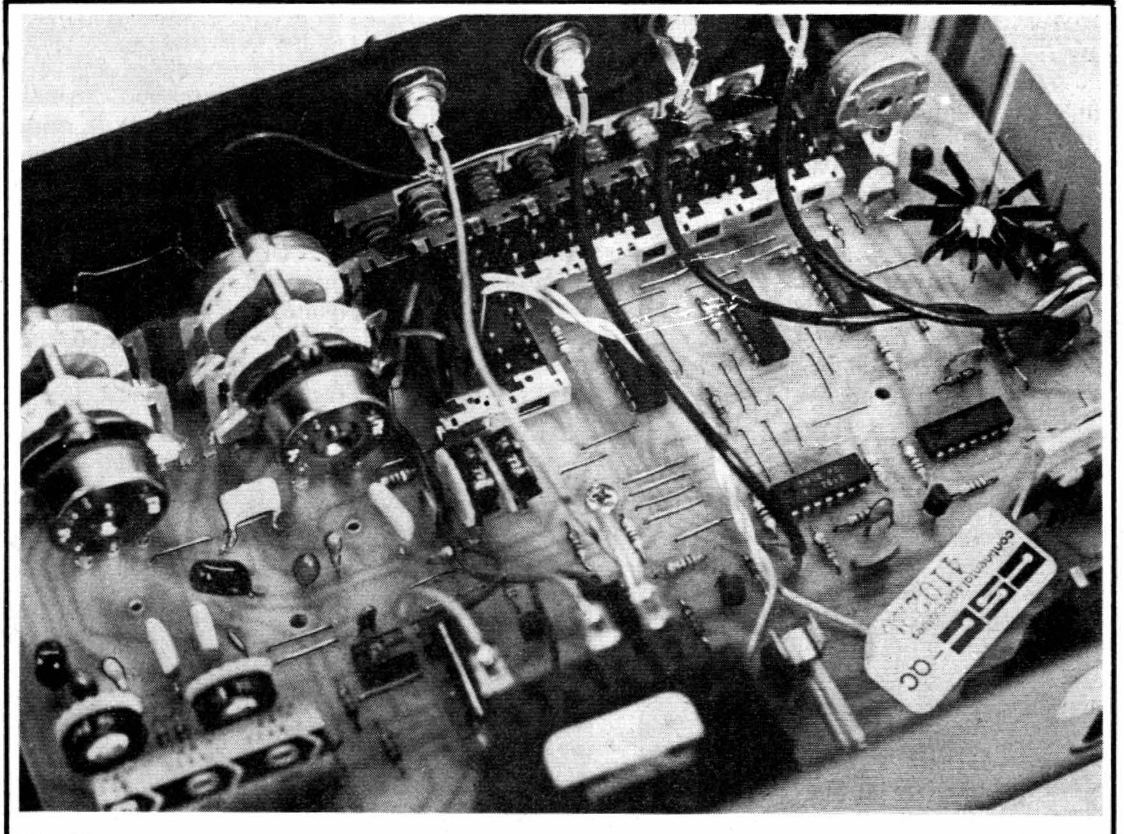
C'est à partir de la sortie $2\overline{Q}$, que sont élaborés tous les signaux de sortie, aux normes TTL, ou à amplitude variable. Pour les signaux TTL, la sortance est portée à 40, grâce à la mise en parallèle de quatre portes NAND à deux entrées, rassemblées dans un circuit 7400 (fig. 10). Une résistance de 4,7 Ω, limite le courant de sortie en cas de surcharge ou de court-circuit.

En ce qui concerne la sortie variable, on fait appel (fig. 10) aux transistors T_4 et T_6, alimentés sous + 12 V et – 12 V. Le potentiomètre P commande l'amplitude, en dérivant vers la masse, une fraction réglage des signaux de collecteur de T_4.

On notera, enfin, la sortie des impulsions de synchronisation, sur une porte NOR. L'avance du top de synchronisation, par rapport aux impulsions principales, est créée par les NAND N_1 et N_2, le circuit intégrateur $R_{31}C_{22}$, et la porte NOR NO_1.

IV – Les commandes du générateur 4001

La photographie de la figure 11, permet d'identifier les différentes bornes et commandes de la façade. On y trouve :


Fig. 12

V – Coup d'œil à l'intérieur du coffret

On accède au circuit imprimé, en désolidarisant les deux demi-coquilles qui constituent le boîtier. La photographie générale de la figure 12, montre l'ensemble du circuit, et des constituants électromécaniques.

Les commutateurs à deux galettes, sont des modèles semi-professionnels, et semblent de très bonne qualité. On distingue, derrière eux, les potentiomètres de réglage fin.

La figure 13 montre le détail des circuits intégrés de sortie, y compris les bistables dont nous n'avons pas détaillé le rôle. Sur le transistor final des étages de sortie à amplitude variable, un dissipateur à ailettes évacue les calories dangereuses...

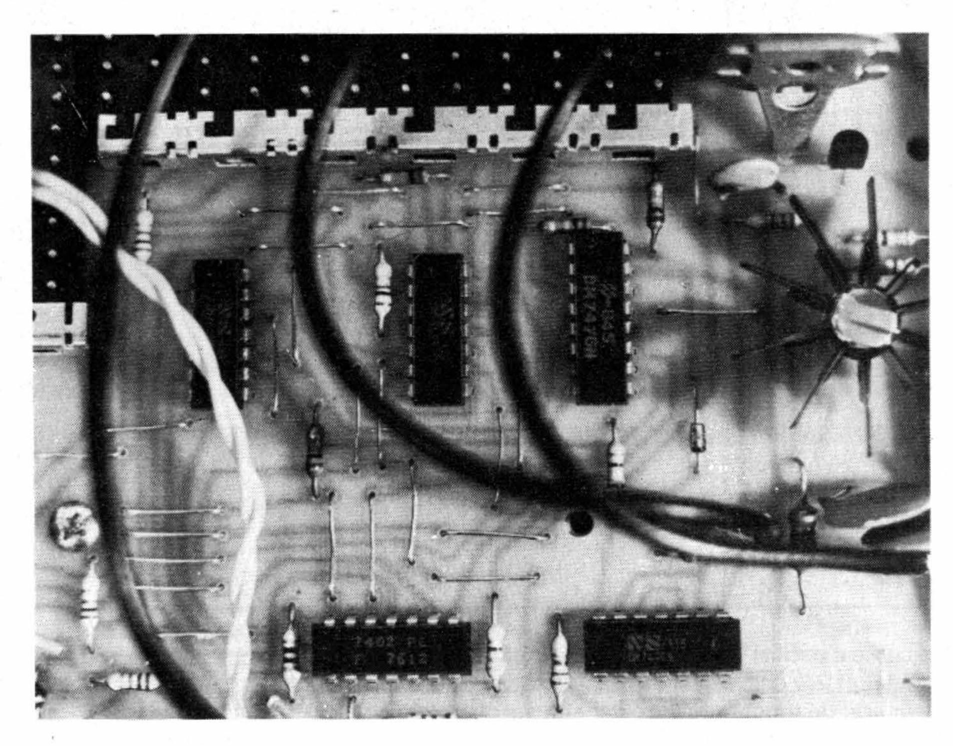


Fig. 13

VI – Examen oscilloscopique des signaux de sortie

L'oscillogramme de la figure 14, montre simultanément des impulsions recueillies sur la sortie TTL (en haut, oscilloscope réglé sur 2 V/division), et les impulsions de synchronisation (en bas, même sensibilité), pour une vitesse de balayage de 100 ns par division.

Avec un balayage à 50 ns par division, il devient possible de mesurer les temps de montée et de descente. Compte tenu du temps de montée propre de l'oscilloscope utilisé (7 ns, bande passante de 50 MHz), on trouve à peu près 15 ns pour la montée comme pour la descente, ce qui est conforme aux revendications du constructeur (fig. 15).

Sur la sortie variable, les signaux peuvent être considérés comme pratiquement parfaits, dès que leur amplitude dépasse 500 mV. Par contre, aux très faibles amplitudes, le dépassement devient sensible, surtout sur les lancées négatives. C'est ce que montre l'oscillogramme de la figure 16, relevé avec une sensibilité de 50 mV par division, soit une amplitude de 100 mV crête à crête.

Le fonctionnement avec commande par un signal de porte, est illustré par l'oscillogramme de la figure 17. On y trouve, en haut, les impulsions de sortie, tandis que le signal de porte figure sur la trace inférieure. Le démarrage de la première impulsion, coïncide avec l'ouverture de la porte, c'est-à-dire avec la transition positive du signal de commande.

Enfin, l'oscillogramme de la figure 18, illustre le fonctionnement en mode « trigger ». Nous avons appliqué, sur l'entrée, des signaux triangulaires. Une impulsion est déclenchée à chaque passage par la tension de seuil, soit à la montée, soit à la descente.

VII – Quelques exemples d'utilisation du générateur 4001

Le champ des applications de cet appareil, est trop vaste pour que nous puissions, ici, prétendre à l'illustrer complètement. Nous nous limiterons donc au choix de quelques applications caractéristiques.

L'une d'elles, permet de repérer l'absence accidentelle

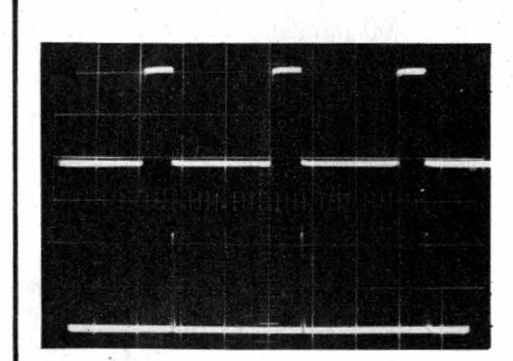


Fig. 14

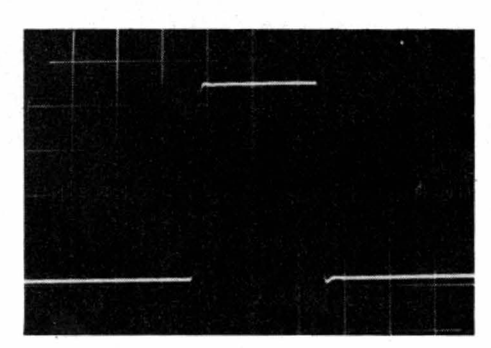


Fig. 15

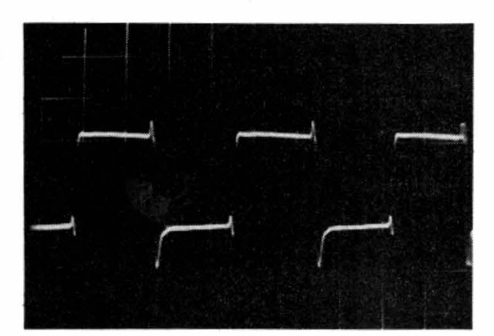


Fig. 16

d'une impulsion, dans un signal périodique. Supposons qu'on envoie, sur l'entrée trigger du 4001, des impulsions se répétant avec une période T_1 (fig. 19), et qu'on règle à une durée T_2, légèrement supérieure à T_1, la durée propre des impulsions délivrées par l'appareil.

Si aucune impulsion ne manque dans le signal à contrôler, la sortie du 4001 reste en permanence au niveau haut. Au contraire, l'absence d'une impulsion lui laissera le temps de redescendre au niveau bas : le créneau qui apparaît ainsi, permet de visualiser très clairement la faute, qui serait au contraire passée inaperçue dans une observation directe.

Dans le domaine des microprocesseurs, le générateur 4001 peut remplacer l'horloge incorporée, afin d'affectuer un examen pas par pas des étapes du calcul, en utilisant le mode « mono coup ».

Dans toutes les applications aux circuits logiques, le 4001 devient particulièrement efficace si on l'utilise conjointement aux sondes logiques CSC (LP-3 par exemple), dont nous avons eu l'occasion de parler dans ces colonnes (voir le Haut-Parleur n° 1647).

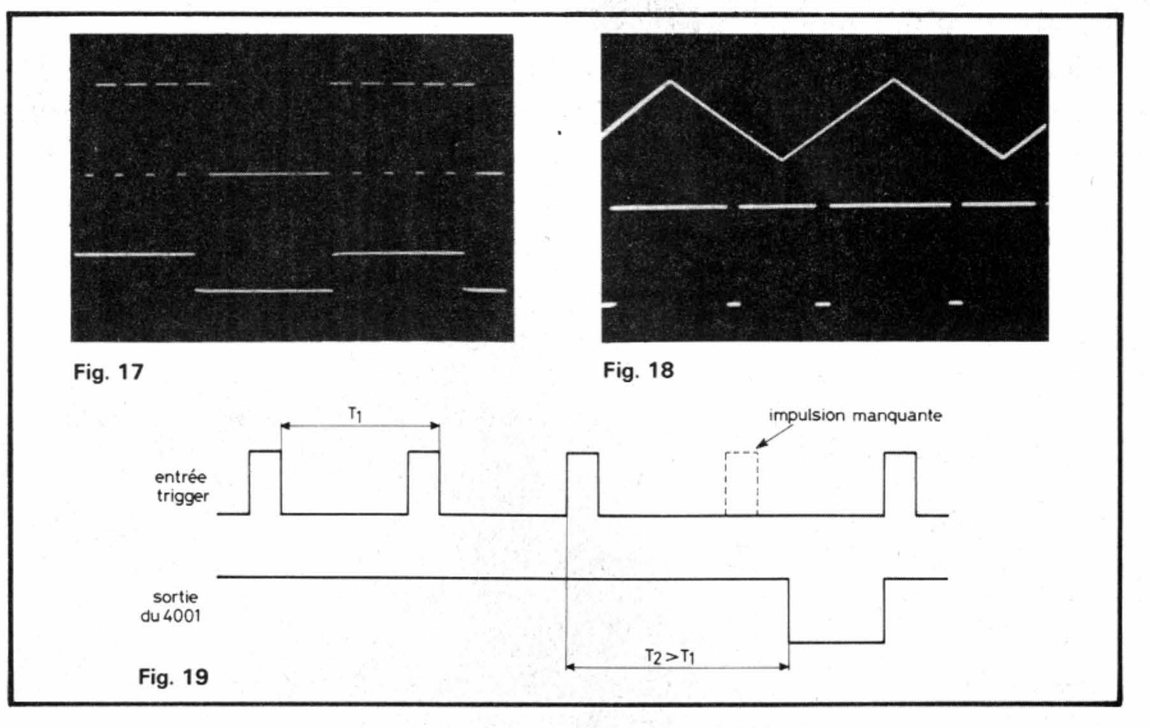


Fig. 17

Fig. 18

Fig. 19

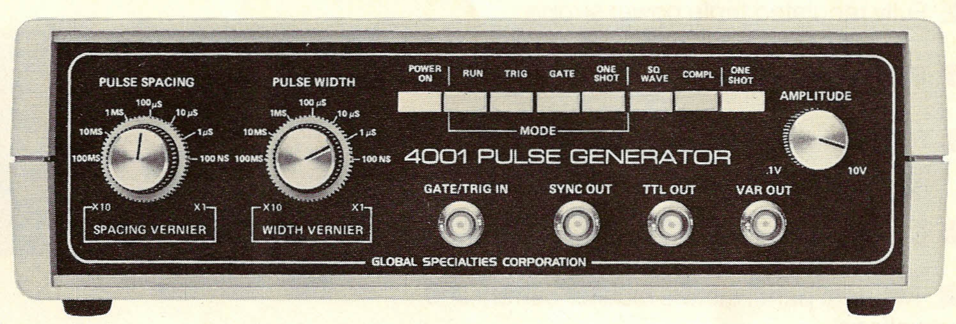
Nos conclusions

Le générateur CSC ouvre des possibilités nombreuses à tous ceux qui s'intéressent à l'électronique digital. Ses performances, et la qualité de sa construction, sont assez surprenantes, si on tient compte du prix relativement modeste auquel il est vendu.

R. RATEAU

4001 pulse generator

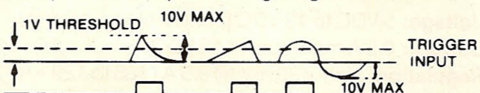
- Drives 40 TTL loads
- Symmetrical square wave
- Sync output leads main output
- Variable output, 0.1 to 10 Volts @ 50 Ω
- Pulse width, spacing independently variable
- Four modes—run, triggered, gated, one-shot



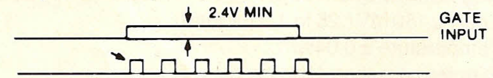
The Model 4001 Ultravariable Pulse Generator™ is uniquely designed to permit precise tailoring of pulse repetition rate and duty cycle over a wide range through the independent setting of pulse spacing and pulse width. Both pulse width and pulse spacing are continuously variable over seven decade ranges from 100 ns to 1 s, outputs from 0.5Hz to 5.0 MHz.

Run Mode. Output continuously available. Sync pulse leads rising edge of main outputs by at least 20 ns.

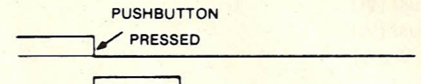
Triggered Mode. TTL compatible 400 Ω BNC input, DC to 10 MHz. Input over 1 V threshold triggers synchronous positive-going output pulse (duration determined by width controls) for each positive-going transition.



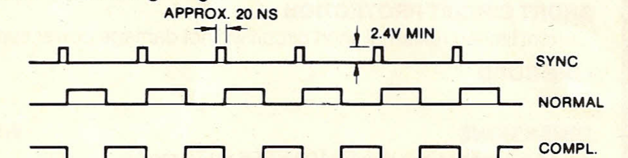
Gated Mode. Output available only when Gate input signal exceeds 2.4 VDC or when *One-Shot* pushbutton is pressed. Rising edge of Gate initiates output, last pulse at falling edge completes. *One-Shot* pushbutton can be used to produce pulse train.



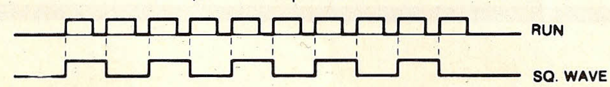
One-Shot Mode. Pushbutton enables single output pulse. Pulse duration is determined by width controls.



Complement. Inverts output signal, providing complement of selected waveform; Sync pulse leads falling edge, rather than rising edge.



Square Wave Mode. Automatically sums pulse width and pulse spacing, converting the output to a symmetrical square wave with a period equal to twice their sum.



Specifications

INPUT
Trigger/Gate, DC coupled BNC connector, TTL compatible <10 MHz, max input ±10Vpk
Impedance 400 Ω
Sensitivity Pulses >40 ns wide, >2.4Vpk or sine wave >1.7VRMS

OUTPUTS
3 outputs, DC coupled, BNC connector
VAR Impedance Constant 50 Ω
VAR Amplitude 0.5-10V into open circuit, 0.25-5.0V driving 50 Ω, variable with *Amplitude* control, rise/fall time less than 30 ns
TTL Drive Standard TTL levels, buffered to drive up to 40 TTL loads, rise/fall time less than 20 ns
SYNC +2.4V TTL compatible pulse, buffered to drive minimum 10 TTL loads
SYNC Timing 20 ns pulse width, leads main outputs by >20 ns, rise/fall time less than 20 ns

MODES
Run 0.5 Hz to 5 MHz continuous output pulse train; pulse width, spacing independently variable 100 ns to 1 s with 10:1 verniers over seven decade ranges, accurate ±5%, calibrated at minimum, maximum settings; jitter under 0.1% ± 50 ps
Trig Positive edge of *Trigger* input, DC to 10 MHz, crossing 1 V threshold triggers single pulse, width determined by *Pulse Width* controls
Gate Output pulse train occurs synchronous with rising leading edge of *Gate* input, continues while gate is high, last pulse when gate goes low completes. May also be activated manually with *One-Shot* momentary pushbutton
One-Shot Single pulse, width determined by *Pulse Width* controls, occurs synchronous with manual activation of *One-Shot* momentary pushbutton
Square Wave In any mode, converts output to symmetrical square wave with period equal to twice the sum of the *Pulse Width* and *Pulse Spacing* control settings
Complement inverts the output; *Sync* out leads *falling* rather than *rising* edge

CONTROLS
Pulse Spacing range switch and vernier, *Pulse Width* range switch and vernier, *Power*, 4 *Mode* switches, *Square Wave*, *Complement*, manual *One-Shot* momentary pushbutton

POWER
105-135 VAC, 57-63 Hz, 6 VA maximum (215-250 VAC, 50-60 Hz version available)

DIMENSIONS
3×10×7 inches H × W × D (76×254×178 mm)

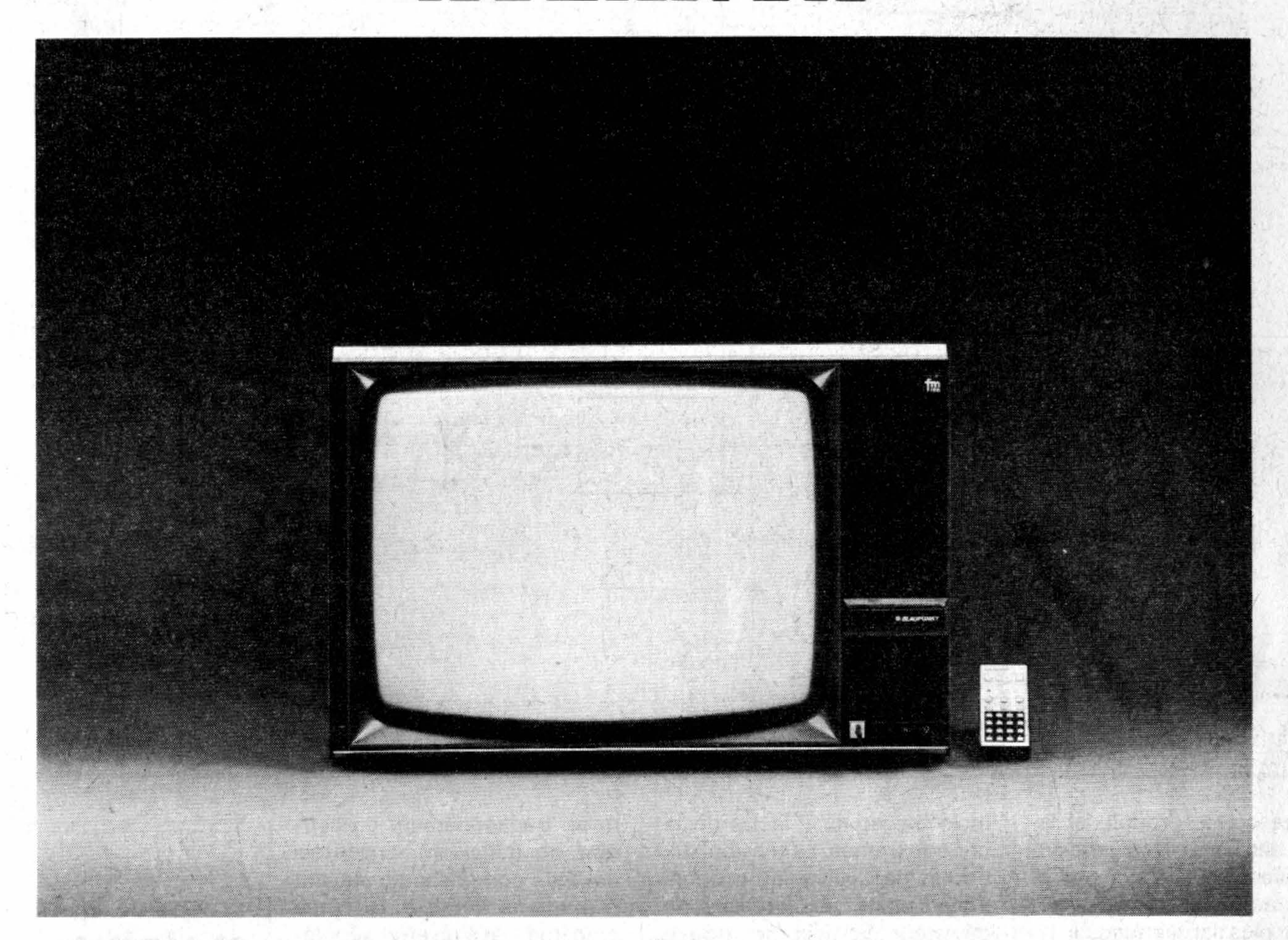
WEIGHT
2.2 lbs (1.0 kg)

OP TEMP
0-40° C (calibrated at 25° C±5%)

INCLUDES
Instruction manual

STOCK NO.
05-4001

LE TELEVISEUR BLAUPUNKT ATLANTA



UNE BASE DE TEMPS TRAME DE CONCEPTION TRES ORIGINALE

Principe général de fonctionnement

LE schéma fonctionnel de la figure 1 représente l'ensemble de balayage vertical du téléviseur « Atlanta », réuni, sauf le transformateur lignes et les déviateurs, sur la platine du module correspondant. L'oscillateur et le générateur fournissent une tension en dents de scie à la fréquence trames, qui est d'abord appliquée à un étage correcteur de linéarité, puis, à la sortie de ce dernier, distribué vers le générateur de signaux d'effacement et les modulateurs de largeur des impulsions lignes pour l'amorçage des thyristors (1 et 2) et pour la correction Est-Ouest (3).

A l'entrée de l'étage de mise en forme on trouve des impulsions de retour lignes en lancée positive, tandis qu'aux deux sorties on obtient des impulsions dont le « toit » présente une certaine pente, en rapport avec le rôle que chacune des deux impulsions doit jouer. La sortie 1 est réunie aux entrées des deux modulateurs de largeur de ces impulsions, et la sortie 2 à l'entrée d'un troisième modulateur de largeur, plus spécialement affecté à la correction Est-Ouest. A la sortie de chacun des trois modulateurs, les impulsions « modulées en largeur passent par un étage driver, où elles sont amplifiées et déphasées de 180° », autrement dit inversées en polarité, afin que les impulsions appliquées aux gâchettes des thyristors soient en lancée positive.

Les anodes des trois thyristors reçoivent les impulsions de retour lignes, ce qui signifie que ces thyristors ne peuvent être amorcés que pendant les retours. Les étages drivers fournissent des impulsions de commande à la fréquence lignes, en lancée positive, dont le flanc arrière coïncide avec celui des impulsions de retour lignes que reçoivent les anodes des trois thyristors, mais c'est le flanc avant des impulsions de commande qui fixe l'instant d'amorçage d'un thyristor.

Au départ d'une période trames, la gâchette de Th_1 reçoit une impulsion de commande plus large (environ 10 μs), mais les impulsions deviennent graduellement moins larges jusqu'à la fin de la période. En ce qui concerne Th_2, c'est le

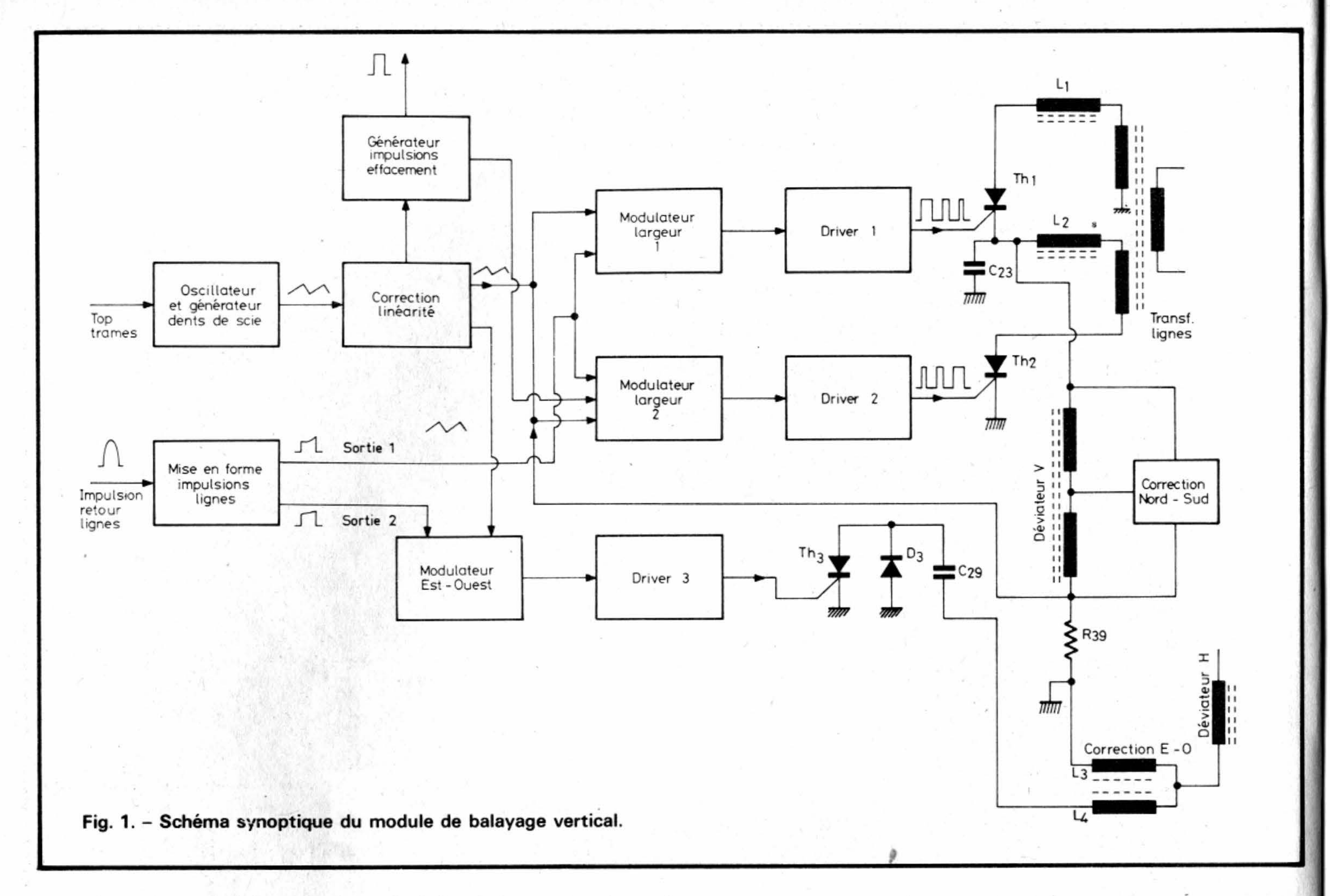


Fig. 1. – Schéma synoptique du module de balayage vertical.

contraire qui se produit, et la largeur des impulsions varie en sens inverse : impulsions très courtes au début devenant de plus en plus larges jusqu'à la fin.

Les courants à travers Th_1 et Th_2 sont, à chaque impulsion, porportionnels à la largeur de cette dernière, et comme les impulsions de retour lignes appliquées aux deux thyristors sont de polarité opposée, ces derniers chargent le condensateur C_{23} avec un courant qui représente le différence des deux. Le déviateur vertical est placé en parallèle sur C_{23}.

Au départ d'une période trames, le courant de charge à travers C_{23} est positif, mais son intensité diminue régulièrement jusqu'au milieu de la période, où il devient nul, car les deux thyristors laissent alors passer un courant de même intensité, mais de sens opposé. Ensuite, le sens du courant s'inverse, il devient négatif, mais son intensité croît régulièrement, en valeur absolue et atteint sa valeur maximale (négative) à la fin de la période trames. La tension aux bornes de C_{23} variant proportionnellement à l'intensité, le déviateur vertical se trouve traversé par un courant en dents de scie.

Pour compenser la distorsion en coussin Est-Ouest, la largeur des impulsions destinées à commander Th_3 est modulée par la superposition de ces impulsions avec une tension à allure parabolique et à fréquence trames, de telle façon que cette largeur soit maximale vers le milieu d'une période trames et diminue « paraboliquement » de part et d'autre. On peut agir sur la largeur de l'image en modifiant la largeur de toutes les impulsions commandant Th_3.

En série avec le déviateur lignes on trouve la portion L_3 du bobinage de correction Est-Ouest, aboutissant à la masse. D'autre part, en parallèle sur L_3 on trouve un circuit série se composant de L_2, C_3 et Th_3 avec une diode montée en opposition. Ce montage aboutit au fractionnement du courant de déflexion horizontale en deux composantes n'ayant ni la même forme, ni la même amplitude, et à un effet supplémentaire de correction Est-Ouest.

Le schéma de la figure 2 représente l'ensemble des circuits dont il sera question plus loin, réunis sur la platine du module correspondant. Il faut noter que les transistors T_1, T_2, T_3, T_4 et T_5 constituent le circuit intégré TCA871, dont la figure 3 montre la structure interne. De même, les quatre comparateurs, I, II, III et IV, forment un autre circuit intégré LM339N (fig. 4) et, enfin, les résistances hachurées et marquées RD font partie d'un petit bloc « couche épaisse », ayant l'aspect d'une plaquette de 50 × 7 mm environ, épaisse d'à peine 1 mm et possédant 20 sorties (fig. 5). L'équipement du module se réduit donc à cette plaquette, deux circuits intégrés, trois transistors, trois thyristors et trois diodes.

Oscillateur trames et générateur de dents de scie

La tension continue appliquée à l'entrée « + » du comparateur IV est déterminée par le diviseur R_4, R_{45}, R_5, qui fixe et stabilise le point de fonctionnement.

Les condensateurs C_6 et C_7 se chargent à travers les résistances R_{10} et R_{11} et la tension U_c qui apparaît aux bornes de l'ensemble se trouve également appliquée à l'entrée « – » du comparateur.

Si la base de T_1 ne reçoit aucune impulsion de synchronisation, l'oscillateur trames, formé par le comparateur IV et les transistors T_1 et T_2, fonctionne sur sa fréquence propre de l'ordre de 44 Hz, déterminée par la valeur des éléments extérieurs. L'amorçage de ses

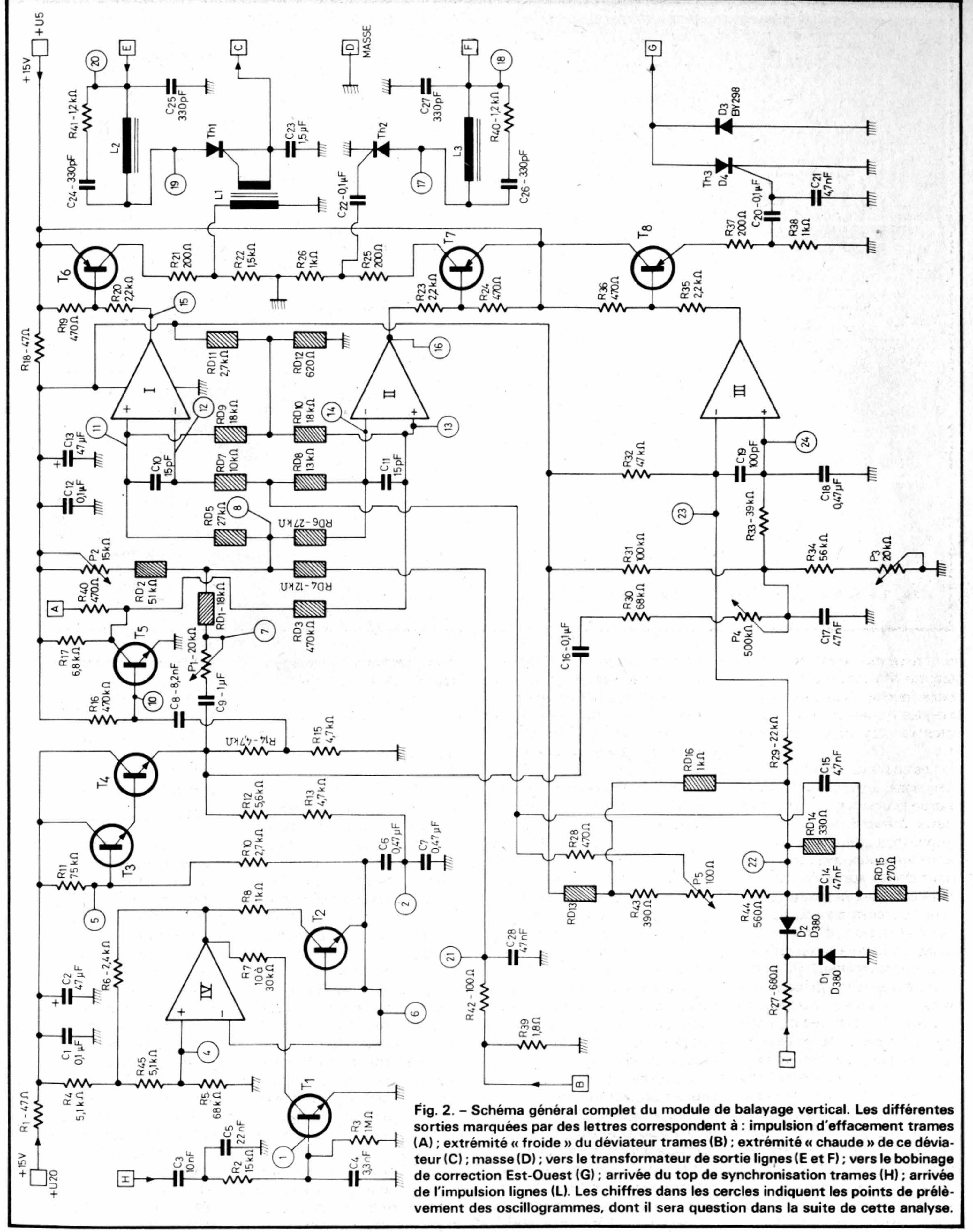


Fig. 2. – Schéma général complet du module de balayage vertical. Les différentes sorties marquées par des lettres correspondent à : impulsion d'effacement trames (A) ; extrémité « froide » du déviateur trames (B) ; extrémité « chaude » de ce déviateur (C) ; masse (D) ; vers le transformateur de sortie lignes (E et F) ; vers le bobinage de correction Est-Ouest (G) ; arrivée du top de synchronisation trames (H) ; arrivée de l'impulsion lignes (L). Les chiffres dans les cercles indiquent les points de prélèvement des oscillogrammes, dont il sera question dans la suite de cette analyse.

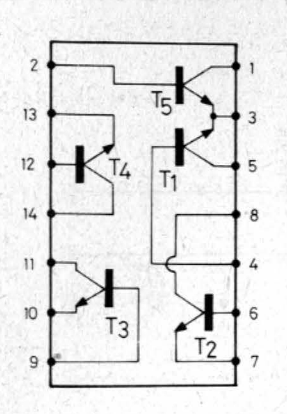


Fig. 3. – Structure interne du circuit intégré TCA871.

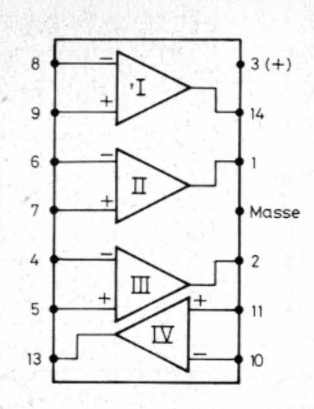


Fig. 4. – Structure interne du circuit intégré LM338N.

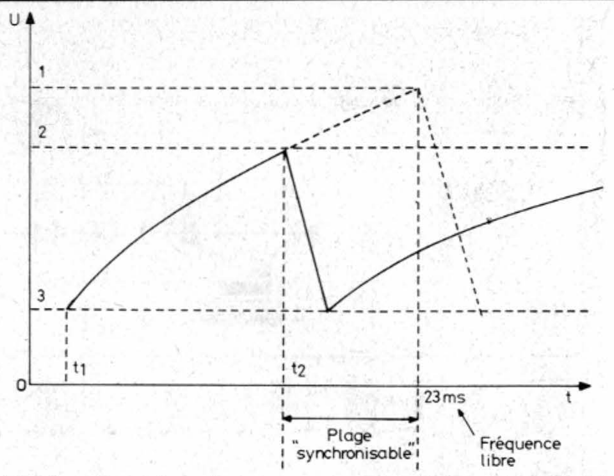


Fig. 6. – Dent de scie trames et sa portion synchronisable.

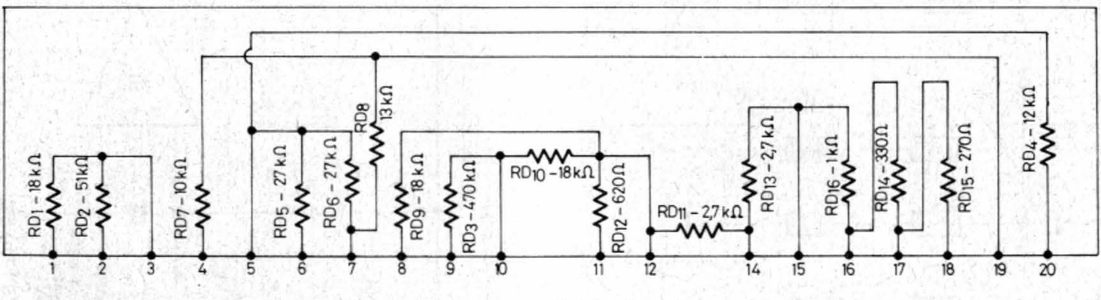


Fig. 5. – Schéma interne du bloc de résistances couche épaisse.

oscillations se déroule de la façon suivante.

La tension U_c aux bornes de l'ensemble C_6, C_7 augmente au fur et à mesure de la charge de ces condensateurs et, à un certain moment, dépasse la tension existant à l'entrée « + » du comparateur. La résistance de sortie de ce dernier devient alors plus faible, ce qui provoque un appel de courant à travers R_6 et une diminution de la tension à l'entrée « + », ce qui ne fait qu'accélérer le processus de saturation du comparateur dont la sortie se trouve pratiquement à la masse.

Les condensateurs C_6, C_7 se déchargent alors à travers le transistor T_2 monté en diode, la résistance limiteuse R_8 et la résistance de sortie du comparateur, la durée de cette décharge étant de l'ordre de 0,2 à 0,25 ms et se terminant dès que la tension de l'entrée « – » descend au-dessous de celle de l'entrée « + ». Dès cet instant, la résistance de sortie du comparateur devient plus élevée, ce qui provoque d'abord une certaine élévation de la tension sur l'entrée « + », suivie d'un blocage brutal du comparateur, dont la résistance de sortie redevient élevée, après quoi le cycle recommence par la charge de C_6 et C_7.

En régime de synchronisation, le transistor T_1 se sature à l'arrivée de chaque top trames, qui doit être de polarité positive, bien entendu. La résistance collecteur-émetteur de T_1 devient très faible, pratiquement négligeable, ce qui met la sortie du comparateur à la masse à travers R_7. Un courant plus élevé circule dans R_6 et R_4, ce qui fait chuter le potentiel à l'entrée « + » du comparateur et met ce dernier en état de saturation dès que le niveau de la dent de scie à l'entrée « – » dépasse celui, devenu plus bas, de l'entrée « + ». En même temps, il apparaît une zone d'immunité contre les impulsions parasites qui pourraient interrompre la montée normale de la dent de scie. En effet la dent de scie n'est « synchronisable » qu'à partir de **t**$_2$ (fig. 6), et toute impulsion parasite arrivant dans l'intervalle **t**$_1$, **t**$_2$ ne peut avoir aucune action, car la diminution de la tension sur l'entrée « + » qui en résultera ne sera pas suffisante pour faire descendre le niveau de cette entrée au-dessous de celui de l'entrée « – ».

Correction de linéarité

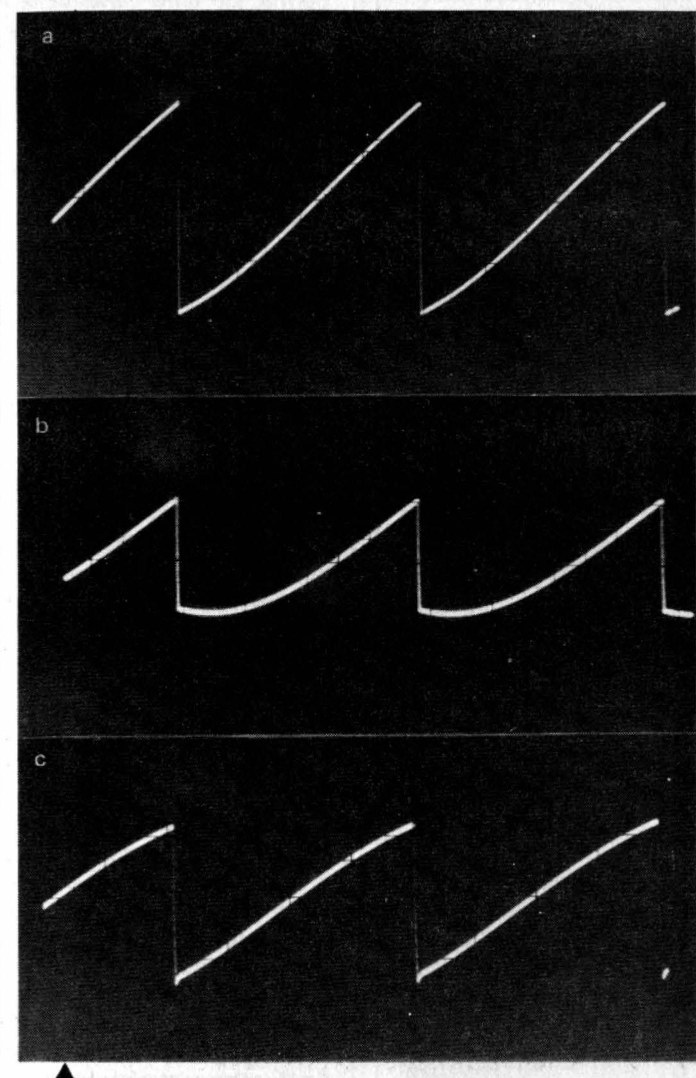
Le courant en dents de scie traversant le déflecteur doit présenter une légère déformation en S, afin de compenser les défauts de linéarité dus à la courbure de l'écran du tube-image. Pour réaliser cette correction on a fractionné la capacité de charge de l'oscillateur en deux parties, C_6 et C_7, formant un diviseur de tension capacitif.

En l'absence des résistances R_{12}, R_{13}, la forme du signal présent en **6** est celle de l'oscillogramme **a** de la figure 7, représentant la charge et la décharge de l'ensemble C_6, C_7.

Le signal en dents de scie qui apparaît sur les résistances R_{14}, R_{15}, c'est-à-dire sur l'émetteur de T_4, est en phase avec celui qui est appliqué à la base de T_3. Si on met en place les résistances R_{12}, R_{13}, elles forment, avec C_7, un circuit intégrateur qui détermine, en e, un signal ayant la forme de l'oscillogramme **b** (fig. 7), qui se « superpose » à la dent de scie appliquée à T_3, dans la mesure où C_6 et C_7 font partie du générateur de ce signal. A la sortie, c'est-à-dire au point commun R_{14}, R_{15}, on trouve une dent de scie « résultante », représentée par l'oscillogramme **c** de la figure 7, et qui est envoyée vers les étages suivants.

Générateur d'impulsions d'effacement trames

Pour obtenir les impulsions d'effacement trames, on prélève la tension en dents de scie au point commun R_{14}, R_{15} et on l'applique à la base de T_5 à travers C_8. Ce transistor est normalement conducteur grâce à une polarisation positive qui est appliquée à sa base à travers R_{16}, la tension entre la base et la masse, c'est-à-dire l'émetteur, étant de quelque 0,7 V (**a** oscillogramme en haut de la figure **8a**).



▲ **Fig. 7. – Processus de linéarisation de la dent de scie.**

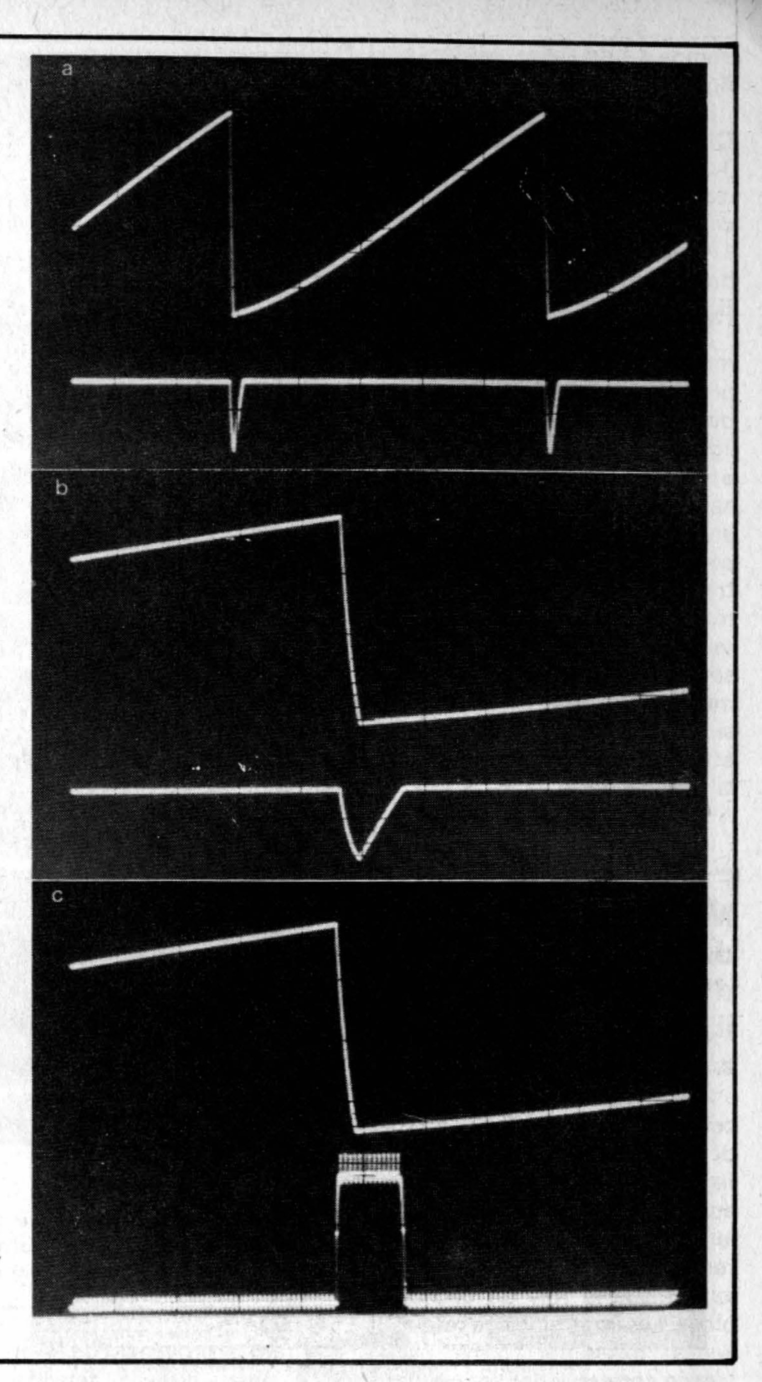


Fig. 8. – Formation de l'impulsion d'effacement trames. En b on voit les mêmes oscillogrammes qu'en a, mais étalés et en c apparaît l'impulsion d'effacement dans sa position par rapport à la dent de scie. ▶

Dès le début du retour de la dent de scie et jusqu'au début de l'aller suivant, la tension aux bornes de R_{15} chute très vite de 3 V environ, et la tension base-émetteur de T_5 subit la même diminution, ce qui veut dire qu'elle passe de + 0,7 V à – 2,3 V, car la valeur de R_{16} est très élevée et C_8 ne peut se recharger que lentement. Donc, pendant tout ce temps T_5 est bloqué et ne redevient conducteur qu'au moment où la nouvelle montée de la dent de scie et la charge de C_8 à travers R_{16} rétablissent une tension de 0,7 V environ entre la base et l'émetteur tracé en bas des figures 8**a** et 8**b**).

Pendant la durée du blocage de T_5, une impulsion positive, pratiquement rectangulaire, dont l'amplitude est à peu près égale à la tension d'alimentation et dont la durée est de 0,9 ms environ, apparaît sur le collecteur du transistor et c'est elle qui représente l'impulsion d'effacement (**c**, fig. 8).

Mise en forme des impulsions lignes

Les impulsions de retour lignes se présentent à l'entrée de l'étage de mise en forme (I, fig. 2) en lancée positive et avec une amplitude de quelque 50 V c. à c., mais sont immédiatement écrêtées par le bas de toute leur partie négative par la résistance limiteuse R_{27} et la diode D_1 (oscillogrammes **a** et **b** de la figure 9). Pendant un aller de balayage lignes il apparaît seulement une chute de tension de – 0,7 V sur la diode D_1. Au point **22** la tension par rapport à la masse est nulle pendant un aller, car la cathode de D_2 se trouve portée à – 0,7 V par D_1. Les chutes de tension des deux diodes, se compensent et il en est de même de leur comportement thermique, ce qui assure une bonne stabilisation de l'amplitude des impulsions lignes mises en forme.

A l'arrivée d'une impulsion de retour lignes en lancée positive (temps t_1, fig. 9), les diodes D_1 et D_2 se bloquent et la tension au point **22** monte instantanément à 1,2 V environ, valeur déterminée par le rapport P_5 / RD_{14}, RD_{15}. A cet instant, C_{14} constitue un court-circuit sur RD_{14}, mais ensuite, au fur et à mesure que C_{14} se charge pendant tout le retour lignes, la tension au point **22** augmente, atteint environ 1,6 V, puis retombe brutalement à zéro dès le début

(temps t_2) de l'aller suivant (**c**, fig. 9).

Au point commun C_{14}, RD_{14}, C_{15}, RD_{15}, la tension monte à 1,1 V à l'arrivée de l'impulsion (temps t_1), diminue pendant la charge de C_{14} jusqu'à environ 1 V, puis tombe (temps t_2) brusquement à – 0,5 V (**d, fig. 9**).

Enfin, à la sortie de l'étage de mise en forme, c'est-à-dire au point commun C_{15}, R_{28}, on obtient, pendant le retour lignes, une impulsion telle que **e** (fig. 9), à toit concave, nécessaire pour obtenir, par une sorte de modulation ou superposition des signaux lignes et trames, des impulsions de retour lignes à largeur régulièrement croissante ou décroissante pendant chaque aller trames. L'amplitude de l'impulsion **e** dépend du réglage de P_5 effectué une fois pour toutes à la fabrication.

Modulateur de la largeur des impulsions lignes

Ce modulateur utilise les comparateurs I et II, dont les points de fonctionnement sont fixés par la tension continue appliquée aux entrées « + » par le diviseur RD_{11}, RD_{12}, les résistances RD_9 et RD_{10} ne jouant que le rôle de découplage. Les impulsions de retour lignes, mises en forme par l'étage correspondant et prélevées au point commun R_{28}, C_{15}, sont appliquées aux deux entrées « – » à travers RD_7 et RD_8. La tension en dents de

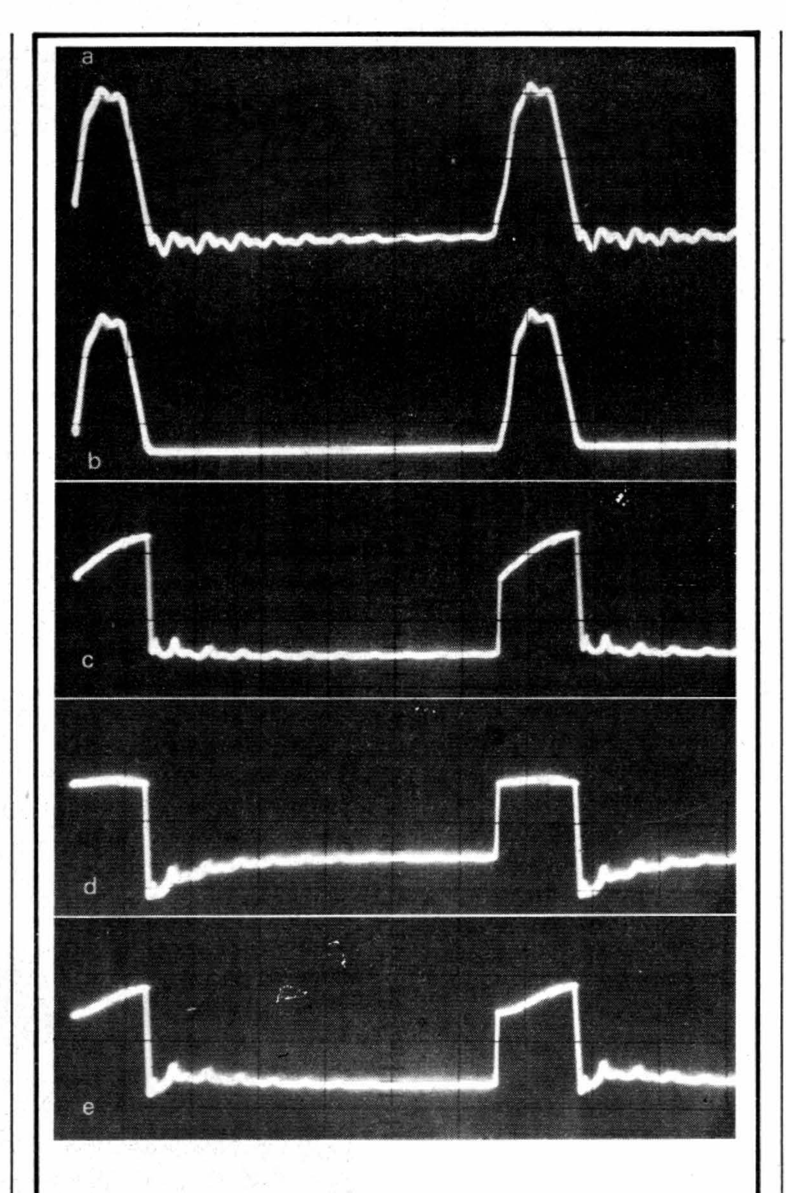


Fig. 9. – Processus de mise en forme des impulsions lignes. L'amplitude des différentes formes est : a = 55 V c. à c. ; b = 40 V ; c = 2 V c. à c. ; d et e : à peu près la même amplitude que c.

scie trames, provenant de P_1 et RD_1, ainsi que la tension déphasée de contre-réaction apparaissant aux bornes de R_{39}, se trouvent superposées au point **8** et leur résultante est appliquée d'une part à l'entrée « + » du comparateur I, et de l'autre à l'entrée « – » du comparateur II, à travers les résistances de découplage RD_5 et RD_6. La résistance ajustable P_2 permet de faire varier la tension continue au point **8**, ce qui déplace, en sens contraire, les points de fonctionnement des deux comparateurs et se traduit par un déplacement de l'image dans le sens vertical. Donc, P_2 sert au cadrage vertical de l'image.

Le comparateur I reçoit le signal lignes sur son entrée « – » et le signal trames sur son entrée « + », tandis que le comparateur II reçoit la somme de ces deux signaux sur son entrée « – », son entrée « + » étant soumise aux impulsions d'effacement trames arrivant à travers RD_3. Dans ces conditions, ce comparateur ne délivre aucune impulsion d'amorçage pour le thyristor Th_2 pendant la durée de l'impulsion d'effacement et ce dernier demeure bloqué pendant tout le retour trames. Ce blocage n'est nécessaire que pour le Th_2, car le niveau de l'impulsion de retour trames que reçoit ce thyristor dépasse celui des impulsions lignes, de sorte que Th_2 pourrait s'amorcer pendant le retour trames, ce qui provoquerait un courant très élevé dû à la décharge de C_{23} à travers Th_2, et l'effondrement de la tension lignes.

Les impulsions de sortie des deux comparateurs commandent les thyristors Th_1 et Th_2, après amplification et inversion de phase (de polarité) par T_6 et T_7, qui sont des BC307 (analogues à BC557). La largeur des impulsions de sortie du comparateur I est maximale au départ de l'aller de la dent de scie et diminue régulièrement jusqu'à la fin de cette dernière (fig. 10). Pour le comparateur II, c'est le contraire : la largeur des impulsions lignes

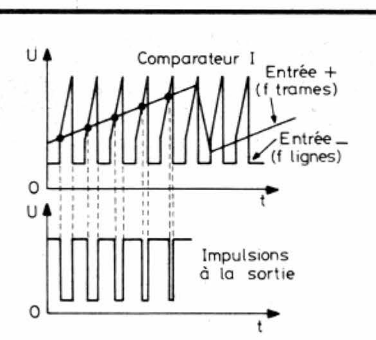


Fig. 10. – Formation des impulsions à largeur variable pour Th_1.

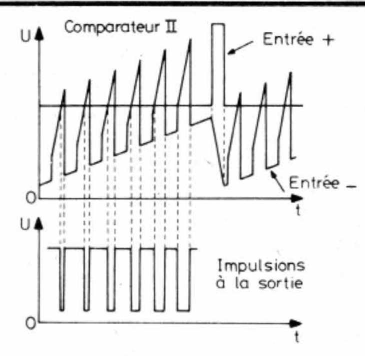


Fig. 11. – Formation des impulsions à largeur variable pour Th_2.

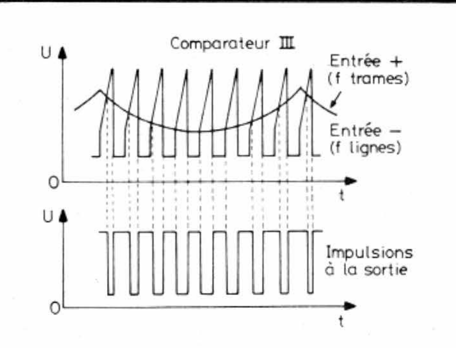


Fig. 12. – Formation des impulsions à largeur variable pour Th_3.

est minimale au départ de l'aller et maximale à la fin de la dent de scie (fig. 11). Les courants à travers les deux thyristors sont proportionnels à la largeur des impulsions et varient donc en sens contraire pendant la durée d'une trame, ou plus exactement d'un aller.

Modulateur Est-Ouest

On utilise ici le comparateur III, dont le point de fonctionnement est fixé par le diviseur de tension formé par R_{32}, R_{29}, RD_{14}, RD_{15}, pour l'entrée « – », qui reçoit en même temps les impulsions lignes mises en forme et prélevées au point **22**. Le point de fonctionnement dépend aussi de la tension à l'entrée « + », fixée par le diviseur R_{31}, R_{34}, P_3, la manœuvre de P_3 déplaçant ce point et faisant varier le niveau de la tension à allure parabolique et à fréquence trames présente à l'entrée « + » et résultant de l'intégration par P_4, C_{17}, R_{33}, C_{18} de la tension en dents de scie arrivant par C_{16}.

La largeur des impulsions lignes à la sortie du comparateur III dépend, comme on le voit sur la figure 12, du niveau auquel ces impulsions coupent la tension parabolique. Si on fait varier ce niveau par P_3, cela entraîne une variation de la largeur des impulsions qui se traduit, sur l'écran, par une variation de la largeur de l'image.

La manœuvre de P_4 agit sur l'amplitude de la tension à allure parabolique et, par là, sur la correction Est-Ouest, c'est-à-dire sur la compensation de la distorsion en coussin.

Conclusion

On peut résumer tout ce qui précède en disant que le côté le plus original de l'ensemble décrit est le fait d'utiliser les impulsions de retour lignes pour le balayage vertical. Jusqu'à présent, ces impulsions étaient réservées aux tâches « secondaires »: comparateurs de phase, certains systèmes de C.A.G., impulsions d'affacement, etc., circuits qui ne demandaient pas beaucoup d'énergie. Ici, les deux thyristors qui assurent le balayage vertical sont alimentés par les impulsions de retour lignes, c'est-à-dire par de la puissance prélevée sur le transformateur de sortie correspondant. Nous pensons, sans connaître les chiffres, que cette solution représente une économie de consommation par rapport au montage classique de deux transistors de puissance en étage de sortie à symétrie complémentaire.

La prochaine fois, nous compléterons cette étude par quelques indications pratiques sur les pannes qui peuvent affecter ce système de balayage, le tout accompagné de tensions et d'oscillogrammes relevés en fonctionnement réel.

W. SOROKINE

Bibliographie

R. Hugo. Verticalablenschaltung mit Komparatoren (**Funkschau,** 17-1979, p.997).
Documentation **Blaupunkt.**

Les oscillogrammes illustrant cette étude ont été relevés et photographiés par l'auteur à l'aide d'un oscilloscope double trace HM312/7 **(Hameg).**

LA TABLE DE LECTURE

ADC 1700 DD A QUARTZ



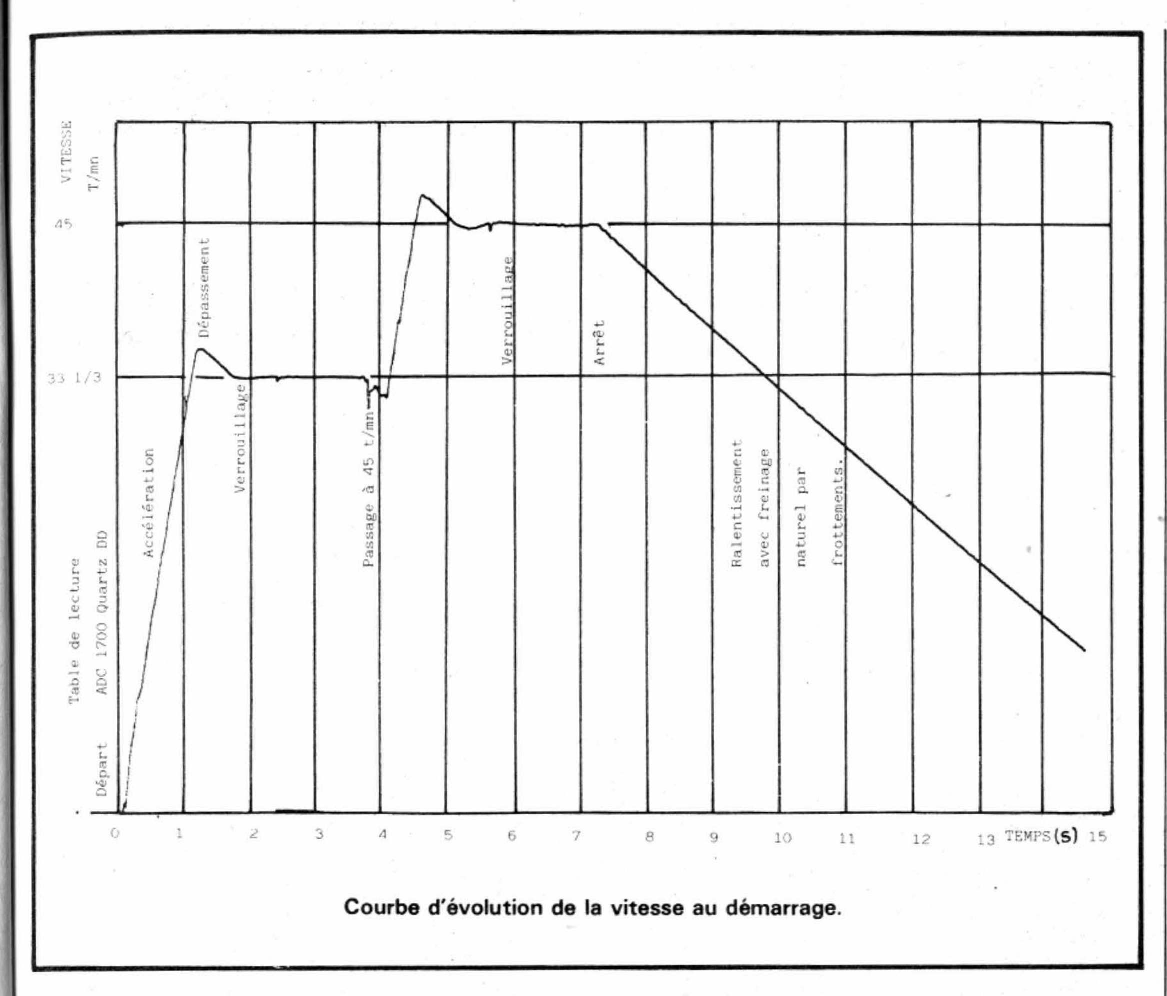
LA table de lecture ADC1700 DD quartz est fabriquée en Grande Bretagne par les usines BSR, une firme très connue dans le monde du tourne-disque de bas de gamme. Le nom de BSR est en effet plus souvent associé aux petites tables de lecture pour électrophones qu'aux platine HiFi. Par contre, la marque ADC a fait sa réputation avec des têtes de lectures de haut de gamme, il n'est donc pas étonnant, avec l'absorption d'ADC par BSR de voir certains produits de haut de gamme, comme les tables de lecture HiFi proposées sous la marque ADC.

La table de lecture est toute noire à quelques exceptions près. Ces exceptions concernent les boutons, l'articulation du bras, le bord du plateau et trois ronds rouges qui décorent le tapis de caoutchouc. Une présentation très sobre et qui s'accordera à toutes les chaînes HiFi.

Le bras de lecture droit est très long et vient se fixer dans une cuvette, ce qui permet de le mettre à la hauteur d'un plateau partiellement encastré.

Les techniques

L'entraînement direct, c'est très simple. Vous achetez chez un grand constructeur japonais, toujours le même, un moteur, éventuellement un plateau et il ne vous reste plus qu'à lui associer une alimentation à courant continu et un socle suffisamment complet pour que vous soyez en possession d'une belle table de lecture. Si maintenant vous désirez disposer d'un asservissement à boucle de phase asservie, la méthode est rigoureusement la même. Vous prenez un moteur DCQ 15D3, il sera sans doute vendu avec un circuit imprimé tout câblé. Vous disposerez alors d'un moteur à asservissement de phase que vous n'aurez plus qu'à installer. Le plus gros est fait, vous avez entre vos mains



Courbe d'évolution de la vitesse au démarrage.

les paliers du plateau silencieux de préférence) et l'électronique, une électronique assez complexe qui a imposé la conception de circuits intégrés spéciaux.

Le moteur DCQ 13D3 de Matsushita, puisqu'il s'agit encore de ce géant nippon, est un moteur à inducteur fixe et aimant tournant. L'aimant est en couronne, il est aimanté intérieurement. Cet aimant est entouré d'une cloche de tôle d'acier. Au-dessus de cette tôle, nous avons découvert un élément de précision indispensable, il s'agit en effet d'une couronne tachymétrique. Habituellement, les génératrices tachymétriques des moteurs de tourne-disques sont constituées d'un pignon et d'une couronne dont les dents sont placées face à face. Un bobinage capte des variations de champ se produisant au passage des dents (variation de réluctance d'un champ magnétique). Nous avons eu l'occasion de découvrir plusieurs de ces génératrices tachymétriques dont l'avantage est de ne pas nécessiter un parfait centrage étant donné que toutes les dents entrent en ligne de compte pour la production de chaque impulsion.

Dans ce moteur, la génératrice tachymétrique est optique. Nous avons un disque de métal fin, gravé chimiquement d'une couronne de fentes. Une diode électroluminescente est placée en face d'un photocapteur, le passage des fentes de la couronne déclenche le passage d'une impulsion.

Les impulsions sont traitées et leur fréquence est comparée à celle délivrée par une horloge à quartz. Lorsque la fréquence est différente, nous avons une augmentation de la tension d'alimentation du moteur si la vitesse est trop basse et, au contraire, une coupure (sans inversion de courant) en cas de dépassement.

Un comparateur de phase effectue une comparaison pour chaque période et assure la commande. La régularité de vitesse dépendra de la précision de la découpe de la couronne et aussi de son centrage. Théoriquement, la phase du générateur d'impulsions doit suivre l'horloge à quartz, pratiquement, nous aurons un effet régulateur du volant d'inertie que constitue le plateau.

Le fait de n'avoir qu'une correction de vitesse dans une seule direction (l'accélération) fait que l'on ne peut que corriger un ralentissement. Cet asservissement, que l'on sait réaliser parfaitement n'est pas vraiment indispensable, ADC n'est pas le seul constructeur à utiliser un asservissement de ce type.

La détection de position de l'aimant nécessaire à la commutation des enroulements (on remplace ici le collecteur d'un rotor bobiné), est confiée à un détecteur moulé dans une matière plastique. Il s'agit peut-être d'un détecteur à effet Hall, c'est un composant que nous découvrons ici, il remplace les capteurs HF que l'on trouvait fréquemment chez ce constructeur de moteurs.

Pour terminer avec ce moteur, signalons que son quartz travaille sur 5,8368 MHz.

Le verrouillage par quartz peut être déverrouillé afin de permettre une modification de la vitesse de rotation du plateau (accord sur un instrument de musique).

L'écart de vitesse par rapport aux vitesses nominales est indiqué par un stroboscope. Ce stroboscope ne dispose que d'une seule couronne rayée, la référence stroboscopique est en effet fixée par quartz.

Le stroboscope est éclairé par une diode électroluminescente rouge, le stroboscope étant encastré pour permettre une lecture même lorsque l'éclairage ambiant est relativement important.

Le moteur est fixé sur un socle de matière plastique d'une épaisseur confortable, un matériau inerte nous dit le constructeur.

La table de lecture est à retour automatique. Le système de retour contraste avec le modernisme de l'entraînement, nous avons en effet un système à pignon et mise en service par un ergot poussé par le bras de lecture.

Le constructeur a pris ici un bras de lecture inspiré des LM 1 et 2. Ces bras sont en effet réalisés dans un alliage de matière plastique et de fibres de carbonne. Ce dernier matériau a été conservé mais uniquement pour la coquille, le bras, très fin, droit et tubulaire étant usiné dans un tube d'alliage léger. Un rvêtement noir nous a tout d'abord fait penser qu'il s'agissait d'un LMF. Ce type de bras est à faible masse. La compensation de la force centripète est confiée à un ressort. Une conception classique pour ce bras.

Divers

Une particularité à signaler, le tapis de caoutchouc dit antistatique est effectivement conducteur, nous l'avons vérifié.

Comme le plateau du tourne-disque est solidaire du moteur et que ce dernier l'est du socle, quatre pieds assureront un découplage vis-à-vis des vibrations extérieures.

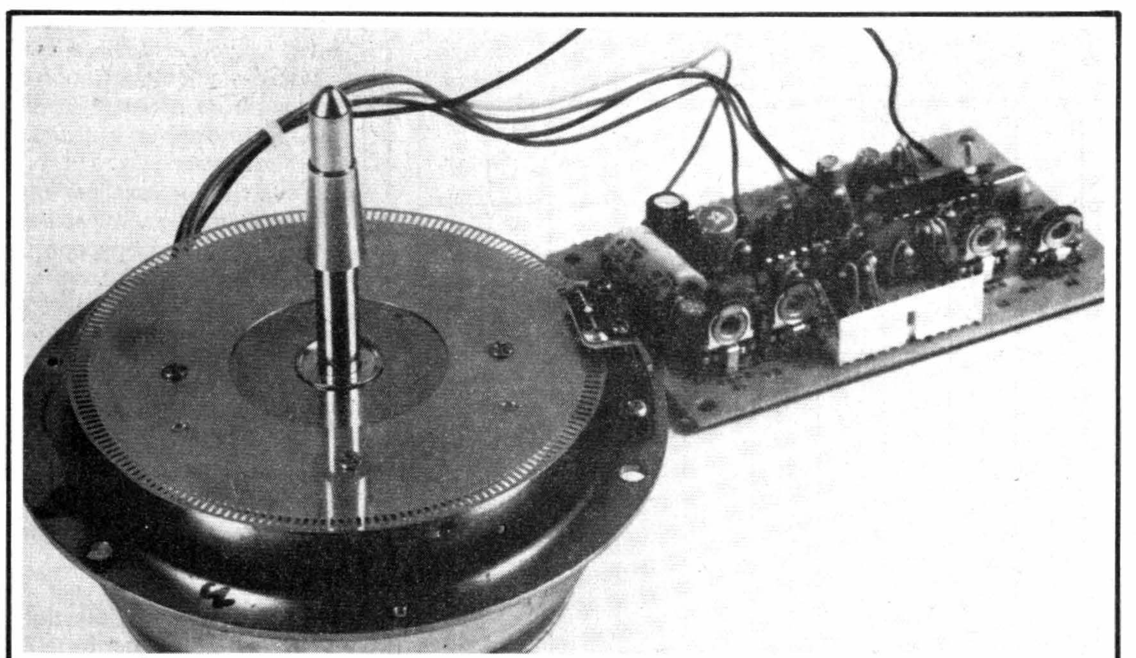


Photo A. – Le moteur de la 1700. Le carter a été démonté, au-dessus du Rotor trône le disque tachymétrique optique. Au fond le circuit imprimé d'asservissement.

Mesures

Les moteurs à entraînement direct ont en général de bonnes performances, nous avons mesuré ici un taux de pleurage et de scintillement de 0,04 % pour les deux vitesses, une excellente valeur que l'on rencontre d'ailleurs sur beaucoup de tourne-disques de conception moderne.

La variation de vitesse possible est de ± 6 % à 33 t/mn et de ± 8 % à 45 t/mn.

Le rapport signal sur bruit pondéré est de 66 dB, celui non pondéré est de 34,6 dB, deux valeurs donnant à ce tourne-disque une très bonne position.

Le temps de démarrage de cette table de lecture est très satisfaisant, le constructeur n'annonce d'ailleurs pas un démarrage instantané, son ralentissement n'est pas aussi rapide, nous nous y attendions.

Conclusion

Comme d'autres constructeurs européens, ADC utilise un moteur Made in Japan, ce qui permet à ce produit de concurrencer les tables de lecture entièrement fabriquées là-bas. La présentation de la 1700 n'a rien à envier à celle des tourne-disques nippons. C'est un produit tout à fait valable et digne d'équiper n'importe quelle chaîne d'un bon niveau.

E. LEMERY

MINIORDINATEUR DOMESTIQUE

L'INTERPRETEUR BASIC

APRES une étude que certains ont trouvé un peu longue, voici le moment tant attendu de la mise en œuvre de l'interprèteur Basic. Cette mise en œuvre ne pouvait cependant pas avoir lieu plus tôt étant donné que, pour travailler correctement en Basic, il fallait disposer d'au moins 12 k de mémoire (l'interprèteur en occupant 8) et d'un terminal alphanumérique classique ; en l'occurence notre terminal vidéo ; cette remarque étant faite, nous allons vous expliquer le pourquoi de la méthode de présentation de cet interprèteur.

Initialement nous avions pensé faire en premier lieu un « cours » de Basic qui aurait été suivi par une description sommaire des instructions de notre interprèteur ; cependant, cette solution, si satisfaisante pour l'esprit qu'elle fût, aurait empêché de travailler nos amis lecteurs ayant déjà eu une première formation Basic en les contraignant à attendre le mode d'emploi propre à notre interprèteur ; aussi avons nous décidé de mettre un peu « la charrue avant les bœufs » en vous présentant la notice complète et commentée de notre interprèteur ; qui sera éventuellement suivie de petits compléments pour les lecteurs novices en la matière. Lorsque cette présentation sera effectuée, nous donnerons des conseils aux débutants et des exemples de programmes qui sont, à notre avis, la meilleure méthode de formation.

Avant de passer à ce gros morceau « littéraire », nous allons vous donner quelques renseignements pratiques sur ce qu'il faut faire pour pouvoir essayer les commandes au moment où vous lisez ces lignes (ou quelques jours plus tard, PTT obligent !)

Où et comment ?

L'interprèteur que nous avons réalisé n'est pas disponible dans le commerce courant ; par ailleurs, en raison du travail que cela demande, il est hors de question que nous répondions à des demandes du genre : « Que faut-il faire pour utiliser l'interprèteur MACHIN ?... » ; théoriquement tout interprèteur Basic pour 6 800 est utilisable sur notre système ; encore faut-il avoir assez de renseignements à son sujet pour savoir où se trouvent les entrées/sorties de façon à les adapter à votre cas particulier. Une telle adaptation est possible mais ne doit être tentée que par des lecteurs très expérimentés en programmation.

Pour obtenir notre interprèteur, et si vous ne possédez pas déjà l'information à ce sujet, adressez une carte de visite accompagnée d'une enveloppe timbrée et adressée à l'auteur, à l'adresse du journal, qui vous indiquera (dans un délai très court) les possibilités de fourniture.

Cet interprèteur se présente sous forme d'une cassette au format J-Bug Kansas City ; le contenu de cette cassette ayant été vérifié avant son expédition pour que vous n'ayez aucun problème de ce côté là.

Cette cassette est à charger en RAM au moyen du LOAD de J-Bug modifié comme indiqué dans le nº 1645 ; mais il faut disposer d'au moins 8 k de RAM entre 0000 et 2000. Etant donné la place de cette RAM ; il est évident que la MCM 6810 située en 0000 de la carte ICAH est à enlever de son support.

Le terminal vidéo doit être connecté, en ligne et en full duplex ; le lancement de l'interprèteur se faisant par un 1 FOB G frappé au clavier de J-Bug, à partir de ce moment là, l'interprèteur devient autonome et tous les dialogues se font via le clavier du terminal vidéo. En cas de perte de contrôle de l'interprèteur ; un « reset » suivi d'un 1 FOB G relance celui-ci à condition que la perte de contrôle n'ait pas été due à une destruction de l'interprèteur par un programme Basic « pas tout à fait au point ! » ; si c'est le cas, il ne reste plus qu'à recharger la cassette en mémoire.

Lorsque l'interprèteur est prêt, il écrit « PRET » sur le terminal, suivi d'un dièse ; à chaque nouvelle ligne utilisable l'interprèteur imprime un dièse ; c'est le caractère d'appel (« Prompt » en anglais) qui indique que l'interprèteur attend une information (commande, ligne de programme, etc.).

Le seul cas où ce caractère n'est pas imprimé est après un effacement de ligne (voir plus avant lors de la description des commandes).

Par ailleurs l'interprèteur explore automatiquement la RAM (continue au point de vue adresses) et ce jusqu'à 8 000 ce qui leur permet d'indiquer lorsque vous frappez un programme s'il y a ou non assez de place en mémoire.

Avant d'aborder l'étude du mode d'emploi nous insistons à nouveau sur le fait que cette interprèteur ne peut pas être mis en ROM ; cela présente l'inconvénient de nécessiter un chargement mémoire à chaque nouvelle mise sous tension du mini ; par contre cela économise une carte support de ROM (en fait d'UV PROM car ce sont les plus faciles à mettre en œuvre et

de plus elles sont effaçables) et 8 boîtiers de 1 k mots de 8 bits soit au minimum 800 F ! Par ailleurs lorsque nous aurons mis en place notre nouveau moniteur ; il disposera d'un chargeur rapide qui réduira le temps de mise en mémoire du Basic à 5 mn et, si vous réalisez notre coupleur de floppy disk ce temps sera réduit à 1 s environ ! Cette digression nous amène à vous parler de la suite de cette étude du mini ordinateur.

Prévisions

Compte tenu de vos demandes, de la logique qu'il est souhaitable d'adopter et des possibilités du mini-ordinateur : les prochains mois vont voir se dérouler les descriptions suivantes :

- Etude du Basic et exemples de programmes,
- étude et réalisation de la carte UV PROM pouvant supporter jusqu'à 16 k mots de 8 bits de mémoire morte sous forme de 2708, 2758 ou 2716,
- étude et réalisation de la carte interface parallèle universelle disposant de 32 lignes d'entrées-sorties parallèles programmables et pouvant servir d'interface avec une foule de dispositifs (relais dans un réseau de trains électrique, télécommande d'appareils, horloge digitale, convertisseurs analogiques-digitaux et digitaux analogiques etc.)
- étude et mise en œuvre d'une imprimante rapide,
- étude et réalisation du coupleur de floppy disk ; 2 versions étant proposées ; mini floppy et floppy standard compatible IBM 3740.

De plus, au moment opportun, au beau milieu de ce programme, viendra se glisser la description de notre moniteur (vraisemblablement après la carte UV PROM car il sera monté dessus !) permettant de se débarrasser à tout jamais de J-Bug et des cartes Claf et Icam.

D'autres cartes sont à l'étude ou sont même réalisées, mais nous ne savons pas encore dans quel ordre leur étude sera publiée à la suite du programme exposé.

Enfin, pour satisfaire les amateurs de performances ; une carte unité centrale à base du 6809 sera décrite dès que la disponibilité du 6809 sera autre que simplement sur papier !

Les bases du Basic

Le langage Basic est théoriquement un langage normalisé ; cependant, au fur et à mesure de l'évolution et du développement de nouvelles machines ; divers dialectes dérivés du Basic ont vu le jour, ce qui fait qu'autour du noyau central commun à tous les interprèteurs, existent des instructions propres à chaque concepteur de l'interprèteur. Cependant un certain effort de normalisation a été effectué ce qui fait que le passage d'un Basic à un autre est grandement facilité. La conséquence de ce phénomène est que, si vous avez déjà suivi un cours ou lu un manuel Basic, ce qui va suivre aura une étrange ressemblance avec ce que vous avez déjà vu ; ce qui, somme toute, est très agréable.

Un programme écrit en Basic est constitué par un certain nombre de lignes numérotées ; chaque ligne comportant une ou plusieurs commandes. Les contraintes suivantes sont à respecter pour cette numérotation :

- les lignes doivent être numérotées de 1 à 9999,
- il ne doit pas y avoir dans un même programme, 2 lignes avec le même numéro,
- les lignes n'ont pas besoin d'être entrées dans l'ordre en mémoire ; l'interprèteur lit le numéro de ligne et exécute le programme en suivant ces numéros dans l'ordre croissant,
- une ligne peut être remplacée par une autre en frappant son numéro suivi du nouveau contenu de celle-ci ; de même, pour effacer une ligne il suffit de frapper son numéro suivi d'un retour chariot,
- plusieurs instructions peuvent être écrites sur la même ligne à condition que celles-ci soient séparées par 2 points (:) et sous réserve que le nombre maximal de caractères dans la ligne ne soit pas atteint.
- Les lignes ont une longueur maximum de 72 caractères ; attention ! les blancs (ou espaces) comptant comme des caractères.
- Les blancs (ou espaces) non compris dans une chaîne de caractères ou dans du texte à imprimer ne sont pas pris en compte par l'interprèteur ainsi PRINT A, B, C aura le même sens que PRINT A, B, C ; par contre ces espaces comptent comme un caractère pour le calcul de la longueur maximum de la ligne.

Données et variables

L'étendue maximum de calcul va de 10^{-99} à $9 \times 10^{+99}$; la notation utilisée étant normalisée au niveau des langages de programmation :

- 1.OE – 99 signifie 10^{-99}
- 3.52 E + 02 signifie 352 ou plus exactement $3{,}52 \times 10^2$.

Attention également au fait que, en raison de cette normalisation un point signifie (pour nous Français) une virgule ainsi 1.02 signifie 1,02 !

Les nombres peuvent être affichés et entrés en mémoire sous les 3 formes classiques : entiers, décimale, exponentielle.

Les variables peuvent se présenter sous 3 formes ; un seul caractère alphabétique, ou un seul caractère alphabétique suivi par un chiffre de 1 à 9 ou une chaîne de caractères ; auquel cas la variable se présente sous forme d'une lettre suivie du signe S (dollar).

Une variable chaîne de caractères contient au maximum 18 caractères et quelle qu'en soit la longueur réserve en mémoire la place de ces 18 caractères ; attention donc à ne pas abuser de cette possibilité.

Opérateurs mathématiques

Ils sont au nombre de 6 et sont très classiques si ce n'est leur notation qui risque de choquer un peu les non habitués des calculateurs travaillant en langage évolué ; nous disposons de :

- l'addition notée +
- la soustraction notée –
- la multiplication notée * (astérisque et non x)
- la division notée/ (« slash » et surtout pas :)
- la négation notée –
- L'élévation à une puissance notée ↑ ou (selon le générateur de caractères !) qui est le caractère « flèche vers le haut » ; ce caractère est disponible soit sur une touche seule du clavier (cas du clavier Chomerics) soit par un « shift N ».

Comme sur toute machine qui calcule, une priorité a été établie entre ces opérations, celle-ci est la suivante en allant de l'opération la plus prioritaire à celle qui l'est le moins : élévation à une puissance, négation, multiplication et division, addition et soustraction. Les expressions sont calculées de gauche à droite en respectant cette priorité ; toute parenthèse a pour effet de faire réaliser le calcul du contenu de la parenthèse en premier lieu, calcul tenant compte également de la priorité.

Il ne faut jamais que deux opérateurs mathématiques se suivent sans donnée intermédiaire ; ainsi 2 ** 3 sera rejeté ; une seule exception est autorisée ; le signe ↑ peut être suivi d'un – pour une élévation à une puissance négative. Attention également au fait que si mathématiquement parlant : 2 (3 + 5) signifie 2 x (3 + 5) ; cela n'a aucun sens pour le Basic.

Les touches de contrôle

Pour la commodité d'emploi de l'interprèteur : un rôle particulier a été attribué à certaines touches ; cela n'a rien à voir avec le Basic et une normalisation à ce niveau est très délicate ; nous avons essayé de respec-

ter ce qui était le plus courant en choisissant les commandes suivantes :
– pour effacer le dernier caractère frappé ; entrez « control O »
– pour effacer la ligne en cours d'écriture frappez « control X »
– pour reprendre la main frappez « control C » ; si cela est sans effet, il est fort probable que votre interprèteur ait été partiellement détruit par un programme faisant n'importe quoi.
– Pour terminer une ligne et passer à la suivante ou pour exécuter la commande située sur la ligne frappée ; il faut faire « retour chariot » ; le « line feed » (saut de ligne) est automatique.

Les commandes

– PUN : lance l'exécution du programme Basic entré en mémoire au préalable ; l'exécution a lieu dans l'ordre numérique des lignes.

Cette commande initialise tous les paramètres et toutes les variables du programme.
– CONT : ne peut être utilisé que lorsque le programme en cours a été arrêté sur un STOP ou par un « CNTRL C » et que l'on n'a pas rencontré d'erreur ni fait de modification du programme.
– NEW : cette commande efface toute trace des programmes contenus en mémoire préparant celle-ci à recevoir un nouveau programme utilisateur.
– LIST : permet d'afficher sur l'écran du terminal vidéo les lignes de programme dans l'ordre numérique ; si LIST n'est suivi d'aucune autre information, tout le programme sera affiché sur l'écran ; si LIST est suivi d'un numéro de ligne, seule cette ligne sera affichée et si LIST est suivi par deux numéros de ligne séparés par une virgule toutes les lignes de programme composés entre ces deux numéros seront affichées sur l'écran.
– SAVE : cette commande a pour effet de ranger sur cassette (ou sur diskette plus tard) le programme qui était contenu en mémoire ; nous reviendrons en détail sur son utilisation lors des exemples de programme.
– LOAD : est le complément de SAVE et permet de charger en mémoire les programmes préalablement enregistrés sur cassettes ; cette commande efface avant de faire le chargement, tous les programmes qui se trouvent (ou se trouveraient) en mémoire.
– APPEND : a exactement le même effet que LOAD mais sans effacer les programmes déjà contenus en mémoire.
– TRACE ON : est utilisé pour la mise au point des programmes car cette commande fait imprimer les lignes au fur et à mesure de leur exécution ce qui permet par exemple, de mettre en évidence des problèmes au niveau des boucles.
– TRACE OFF : arrête la commande TRACE ON.
– DIGITS : cette commande permet de choisir le nombre de décimales qui seront affichées à droite de la virgule ; elle ne commande pas l'arrondi à ce nombre mais se borne à « couper » l'affichage au bon endroit ; si le nombre ne comporte pas suffisamment de chiffres après la virgule des 0 seront ajoutés ; ainsi DIGIT = 3 agissant sur 1, 2 conduira à l'affichage 1.200. Le fait de demander DIGIT = 0 replace le Basic en mode virgule flottante.
– LINE : cette commande ne sera pas utilisée pour l'instant puisque notre seul organe de sortie des programmes est le terminal vidéo ; en effet elle a le rôle très intéressant suivant ; elle choisit le nombre de caractères par ligne (par exemple LINE = 60 ou LINE = 80...). De plus, afin de ne pas tronquer accidentellement un mot ou une expression ; l'interprèteur effectue automatiquement un saut ligne, retour chariot dès qu'il rencontre un espace entre deux mots dans le dernier quart de la ligne ; ainsi pour notre moniteur vidéo, aurons-nous intérêt à demander LINE = 80 ce qui permettra d'inscrire 64 caractères d'affilée.

Les déclarations

Ce ne sont ni des commandes, ni des fonctions ; en littérature Anglo Saxonne, cela s'appelle des « statements » ; nous n'avons pas voulu Franciser ce mot et commettre ainsi un barbarisme de plus dans le langage déjà si fourni de l'informatique, aussi avons-nous choisi d'appeler ce qui suit des déclarations ; le principal, en fait, est que l'on sache de quoi on parle.
– REM : est à notre avis parfaitement inutile, et gaspille de la place mémoire pour rien ! Cet ordre non exécutable permet de glisser des commentaires dans un programme. Toute ligne débutant par REM est ignorée par l'interprèteur au point de vue exécution ; elle est simplement imprimée sur le listing ; cependant l'interprèteur la lit quand même ce qui prend du temps et il la range en mémoire ce qui prend de la place et parfois même beaucoup de place. Il faut donc en user avec parcimonie.
– LET : cette commande est une survivance du passé ; en effet elle est facultative en ce sens que LET affecte une « valeur » à une variable ; par exemple LET A = 8 donne la valeur 8 à la variable A ; cependant les lignes suivantes sont équivalentes :

```
10 LET A = 8
20 A = 8
```

A ce sujet nous ouvrons une parenthèse à propos du signe égal qui n'a pas ici le sens mathématique d'égalité mais qui signifie « remplace » ainsi LET A = B signifie « remplace A par B ».
– PRINT : ne doit pas être confondu avec REM ; REM fait imprimer du texte au niveau du listing ; PRINT fait imprimer du texte ou des données à partir du programme. Comme dans tous les langages de niveau un peu élevé sa manipulation doit être faite avec soin si l'on ne veut pas imprimer « n'importe quoi n'importe comment ». PRINT s'emploie sous la forme PRINT. Données (ou texte, ou résultat d'un calcul) ; si les données sont séparées par des virgules, elles seront imprimées chacune en début d'une zone de ligne ; chaque ligne étant divisée en zones de 16 caractères ; si les données sont séparées par des points virgules, elles seront imprimées séparées par un espace seulement ; si les données sont comprises entre des guillemets, tous les caractères compris dans les guillemets seront inscrits comme étant du texte. A la fin d'une ligne de PRINT, un retour chariot et saut ligne est généré ; sauf si la ligne de PRINT se termine par un point virgule. La figure 1 donne quelques exemples. Un PRINT suivi de rien réalise un saut ligne.
– TAB : s'utilise conjointement avec PRINT pour indiquer exactement à quel endroit de

Programme	Bord gauche de l'écran Résultat
PRINT « BONJOUR »	BONJOUR
si A$ = HELLO	
PRINT A$	HELLO
si A = 10, B = 15, C = 2	
PRINT A, B, C	10 15 2
PRINT A, B, C	10 15 2
si U = 5	
PRINT « LA VALEUR DE U EST » U	LA VALEUR DE U EST 5
PRINT	
PRINT : PRINT : PRINT :	

Figure 1 : exemples d'utilisation de la commande PRINT

la ligne imprimer un caractère ; ainsi :

PRINT TAB (10), A imprimera la valeur de A en 11e position sur la ligne. Le contenu des parenthèses peut être un nombre ou une expression ainsi :

PRINT TAB (A * B), C imprimera le contenu de C à partir de la position donnée par le produit de A par B.

– INPUT : sert à entrer des données en cours d'exécution d'un programme ; dès que cette déclaration est rencontrée ; l'interprêteur effectue un retour chariot et imprime un point d'interrogation ; il attend alors quelque chose qui devra correspondre à ce qui suit le mot INPUT ; ainsi :

INPUT A provoque l'attente d'un chiffre ou d'une suite de chiffres qui seront considérés comme étant la valeur de A. Si une valeur autre que numérique est frappé l'interprêteur répond RE-ENTER. Plusieurs entrées peuvent être demandées simultanément ainsi :

INPUT A, B, C provoque l'impression d'un ? et l'attente de 3 nombres séparés par des virgules ; le premier sera affecté à A, le second à B et le dernier à C. Si un nombre insuffisant de réponses a été rentré avant le retour chariot un nouveau point d'interrogation est imprimé.

Lorsque la réponse à l'ordre INPUT est terminée vous devez frapper un retour chariot qui provoque la prise en compte de votre réponse.

Une demande de chaîne de caractères est possible au moyen d'INPUT ; en écrivant INPUT A$, l'interprêteur va attendre du « texte » qu'il considèrera comme étant la valeur de la variable A$.

Cette commande permet aussi d'écrire du texte en entrant une valeur ; c'est ainsi que :

INPUT « DONNEZ LA VALEUR DE X », X produira sur l'écran :

DONNEZ LA VALEUR DE X ?

et fera attendre à l'interprêteur que vous ayez frappé la valeur qui sera affectée à X.

– GOTO : provoque un branchement inconditionnel à l'adresse indiquée ; ainsi GOTO 0040 fera exécuter la ligne 0040 ; le déroulement du programme continuant ensuite au delà de cette ligne 40.

– GOSUB : provoque un branchement inconditionnel à l'adresse indiquée ; cependant l'ensemble d'instructions débutant à l'adresse indiquée est considéré comme étant un sous programme (GOSUB = GOTO SUBROUTINE) et doit se terminer par un RETURN ; le RETURN fait revenir l'interprêteur à la ligne qui suit le GOSUB ; la figure 2 précise cela sur un exemple (GOSUB peut être assimilé à un BSR ou JSR et RETURN à un RTS). Plusieurs sous programmes peuvent être imbriqués les uns dans les autres avec un maximum de 8.

– RETURN : complément du GOSUB, voir ci-dessus.

– ON GOTO : cette commande s'écrit de la façon suivante ;

– ON : expression calculable GOTO XXX, YYY, ZZZ etc.

L'expression est calculée puis tronquée (et non pas arrondie) à sa valeur entière ; le résultat branche le programme à une des adresses qui suivent le GOTO ; l'exemple suivant parlant mieux qu'un long discours :

– ON I GOTO 100, 200, 350, 1000,
– si I est inférieur à 1, il y aura erreur,
– si I = 1 l'interprêteur ira en 100,
– si I = 2, il ira en 200,
– si I = 3, il ira en 350,
– si I = 4, il ira en 1000,
– si I est supérieur à 4 il y aura erreur,
– si I = 3,6 l'interprêteur ira en 350 (I étant tronqué et non arrondi).

– ON GOSUB : fonctionne exactement de la même manière que ON GOTO, mais avec les indications données ci-avant pour GOSUB.

– IF THEN : est un branchement ou une instruction conditionnelle qui fait appel aux opérateurs relationnels ; ces opérateurs sont au nombre de 6 qui sont :

– = : égal
– < > : différent
– < : inférieur
– > : supérieur
– < = : inférieur ou égal
– > = : supérieur ou égal.

Dès lors le principe de IF THEN est le suivant ; entre IF et THEN se trouve une expression faisant appel à un de ces opérateurs ; si la relation est vraie, la déclaration qui suit le THEN est exécutée ; si la relation est fausse, l'interprêteur passe à la ligne suivante. La figure 3 précise cela sur un exemple.

– FOR TO : est utilisée pour faire des boucles sous la forme par exemple de FOR I = 1 TO10 ; la variable I prendra donc successivement les valeurs de 1 à 10 dans la suite du programme. Si plusieurs boucles sont imbriquées, la variable doit avoir un nom différent dans chaque boucle. Si la valeur qui suit le TO est inférieure à celle qui le précède la boucle ne sera exécutée qu'une fois.

– NEXT : utilisée conjointement à FORTO ; cet ordre sert à incrémenter la variable de boucle à chaque passage de l'interprêteur sur cette instruction.

– STEP : utilisée conjointement aux deux instructions précédentes cette commande précise la valeur dont est incrémentée la variable de boucle à chaque passage sur NEXT ; ainsi :

FOR I = 1 TO 100 STEP 10 fera évoluer I de 10 en 10 à chaque passage sur NEXT. Le fait d'omettre STEP après FOR TO place automatiquement STEP à 1 ce qui est le cas le plus général.

– STOP : est l'équivalent en Basic de nos points d'arrêt J-Bug ; en effet lorsque l'interprêteur rencontre cette indication il arrête le déroulement du programme et imprime STOP XXXX où XXXX est le numéro de ligne d'arrêt. La commande CONT peut être utilisée (moyennant les restrictions qui s'y appliquent) pour reprendre l'exécution du programme.

– END : indique tout simplement la fin d'un programme ; s'il y est arrivé (!) l'interprêteur rend la main à l'utilisateur.

– DIM : permet de choisir la place à réserver pour les variables indicées. Si aucune valeur n'est spécifiée la valeur 10 est automatiquement choisie. Nous étudierons cette commande lors d'exemples de programmes y faisant appel.

– DATA : s'utilise conjointement avec l'ordre READ et permet de définir des constantes numériques, alphanumériques ou de chaînes de caractères. Quels que soient le nombre et la place dans le programme des lignes DATA ; toutes les valeurs qui y figurent sont rangées en mémoire les unes à la suite des autres dans l'ordre où elles ont été rencontrées ainsi :

10 DATA 1, 2, 3, 4, 5 est équivalent à :
15 DATA 1,2
20 DATA 3, 4, 5.

Les constantes doivent être séparées par des virgules ; les chaînes de caractères

Programme	Déroulement
0010	0010
0020	0020
0030 GOSUB 0100	0030
0040	0040
0100	0100
0110 Sous-programme	0110
0150 RETURN	0150

Figure 2 : principe du GOSUB, les flèches indiquent le déroulement du programme

Programme	Déroulement 1	Déroulement 2
0010 IF A = 2 THEN 0100	A = 2 0010	A ≠ 2 0010
0020	0020	0020
0100	0100	0100
0110	0110	0110

Figure 3 : principe de IF THEN
attention, dans le cas 2, à l'écriture du programme, on peut passer en 0100 sans le vouloir

n'ont pas besoin d'être mises entre guillemets sauf si dans la chaîne se trouve une virgule ainsi :

DATA A, B, BONJOUR, C sera correct, mais DATA A, B, MADAME, MONSIEUR, C considèrera que MADAME et MONSIEUR sont deux données séparées ; pour les prendre ensemble avec leur virgule, il faudra écrire :

DATA A, B, « MADAME, MONSIEUR », C.

– READ : s'utilise conjointement à DATA et permet de lire celles-ci en tenant compte des remarques déjà faites au sujet de DATA ; remarques qui sont également valables pour READ ; la figure 4 précise cela, ici encore, mieux qu'un long discours. L'exécution de la lecture de chaque donnée incrémente un pointeur qui permet ainsi de disséminer les READ et les DATA dans tout un programme.

– RESTORE : s'utilise conjointement aux deux instructions précédentes ; il joue le même rôle que READ, mais remet à 0 le pointeur dont nous avons parlé ; on comparera utilement les figures 4 et 5 pour comprendre le rôle de RESTORE.

LES FONCTIONS

Un certain nombre de fonctions « mathématiques » sont préprogrammées au sein de l'interprèteur Basic, nous allons voir ce dont nous disposons et les restrictions qui s'y appliquent.

– SQR (X) : permet le calcul de la racine carrée d'un nombre.

– ABS (X) : donne la valeur absolue de X.

– INT (X) : donne la partie entière de X c'est-à-dire, l'entier immédiatement inférieure à X (ainsi INT – 13.5 = – 14).

– SGN : donne le signe d'une variable ou expression ainsi ; SGN (3) = 1 et SGN (– 4) = – 1 ; une remarque SGN (0) = 0.

– LOG (X) : calcule le logarithme naturel du nombre qui suit et qui doit être strictement positif.

– EXP (X) : calcule e puissance X ; e étant la base des logarithmes naturels (e = 2, 718281828).

– SIN (X) : calcule le sinus de X ; X étant exprimé en radians,

– COS (X) et TAN (X) : calculent respectivement le cosinus et la tangente ; X étant toujours en radians.

– RND (X) : est un générateur de « nombres aléatoires » en fait, RND produit un ensemble uniformément distribué de nombres pseudo aléatoires. Si X = 0 ; un nombre compris entre 0 et 1 différent chaque fois sera généré ; si X est différent de 0 le nombre généré (compris entre 0 et 1 toujours) sera toujours le même pour une même valeur de X.

– TAB (X) : déjà vu lors du PRINT ; cette commande déplace l'endroit d'impression jusqu'au numéro X ; la première position (extrême gauche d'une ligne) étant repérée 1.

– POS : permet de savoir sur quel emplacement d'impression l'on se trouve.

– LEN (X $) : permet de connaître le nombre de caractères dans la chaîne spécifiée ainsi :

A $ = « BONJOUR »

LEN (A $) = 7

Attention le blanc (ou espace) compte pour un caractère !

– VAL (X $) : permet d'extraire la valeur numérique d'une chaîne de caractères ainsi : si : A $ = « 4 », VAL (A$) = 4

– STR$ (X) : est l'opération inverse de VAL et convertit une valeur numérique en une chaîne de caractères ainsi ; si : A = 1234 ; STR$ (A) = « 1234 »

– ASC (X$) : indique la valeur décimale du premier caractère ASCII de la chaîne ; ainsi ASC (« BONJOUR ») = 66 (66 étant la valeur décimale de B codé en ASCII).

– CHR$ (X) : permet de convertir un nombre décimal en son équivalent ASCII ; c'est le complément de ASC ; par exemple CHR$ (66) = « B ».

– LEFT$ (X$, N) : permet de constituer une nouvelle chaîne de caractères en prenant les N caractères à partir de la gauche de la chaîne X$, ainsi ; si : A$ = « HAUT PARLEUR » ; LEFT$ (A$, 4) = « HAUT »

– RIGHT$: permet de constituer une nouvelle chaîne de caractères de la même façon que LEFT$ mais en partant de la droite ; ainsi A$ = « HAUT PARLEUR », RIGHT$ (A$, 7) = « PARLEUR ».

– MID$ (A$, N, M) : travaille comme les deux fonctions précédentes, mais la nouvelle chaîne commence au $n^{ième}$ caractère en partant de la gauche et comporte les M caractères suivants, si M est omis la nouvelle chaîne se termine à la fin de A$ ainsi si :

A$ = « MINI ORDINATEUR DOMESTIQUE »

MID$ (A$, 5, 10) = « ORDINATEUR »

– PEEK (décimal) : cette fonction récupère la valeur contenue à l'adresse mémoire spécifiée entre parenthèses et considérée comme étant en décimal.

– POKE (A, B) : écrit la valeur de B (en décimal) en mémoire à l'adresse spécifiée par A (en décimal). Attention, l'emploi de cette fonction doit se faire avec de grandes précautions car l'on risque d'écrire dans le programme en cours ou même dans l'interprèteur si l'on ne fait pas attention.

– DEF FNX (Y) : permet de définir ses propres fonctions ; ainsi si une expression revient très souvent dans un calcul, on aura intérêt à employer cette « fonction ». Par exemple soit à calculer très souvent : 3.14 * R ↑ 2 (surface d'un cercle) on définira :

DEF FNA (R) = 3.14*R ↑ 2

dés lors dans le programme nous pourrons avoir :

```
10 LET R = 4
20 PRINT FNA (R)
30 END
```

ce qui fera imprimer 50.24 (= 3.14 x 4^2)

Il faut cependant faire attention à ne pas définir plusieurs fois des fonctions de même nom représentant des expressions différentes et il faut également définir une fonction avant de l'appeler ; cela semble une évidence maintenant, mais nous avons vu beaucoup d'erreurs de programmation à cause de cela ; une bonne pratique consiste à définir toutes les fonctions utilisées dans un programme dès le début de celui-ci.

Par ailleurs certaines autres possibilités du BASIC n'ont pas encore été étudiées, mais seront plus facilement décrites lors d'exemples de programmes ; ce sont :

L'utilisation en mode « calculatrice » ou mode immédiat.

– L'exploitation des messages d'erreur que délivre l'interpréteur ; messages dont la liste est indiquée figure 7. En effet lors d'une erreur, l'interpréteur « imprime » sur le terminal vidéo :

ERREUR XX LIGNE YYYY

où se trouve l'erreur et XX représente le

Programme	Valeurs affectées aux variables
0010 DATA 2, 5, BONJOUR, 7	A = 2 B = 5
0020 DATA 8	C$ = BONJOUR D = 7
0030 READ A, B, C$, D, E	E = 8
0010 DATA 2, 4, 6, HELLO, 8	A = 2 B = 4
0020 READ A	C = 6 D$ = HELLO
0030 READ B, C	E = 8
0040 READ D$, E	

Figure 4 : utilisation de DATA et READ

Programme	Valeurs affectées aux variables
0010 DATA 2, 4, 6, HELLO, 8	A = 2 B = 2 C = 4
0020 READ A	
0030 RESTORE	
0040 READ B, C	D$ = 6 E = 2
0050 READ D$	
0060 RESTORE	
0070 READ E	

Figure 5 : utilisation de RESTORE

RAM A000 :	RAM 0000 :
A000 à A07G	0000 à 007F
A200 à A27F	0400 à 047F
A400 à A47F	0800 à 087F
A600 à A67F	0C00 à 0C7F
A800 à A87F	1000 à 107F
AA00 à AA7F	1400 à 147F
AC00 à AC7F	1800 à 187F
AE00 à AE7F	1C00 à 1C7F

PIA ICAH :		ACIA ISA :
8 × 2	9 × 2	8 × 0
8 × 3	9 × 3	8 × 1
8 × 6	9 × 6	8 × 4
8 × 7	9 × 7	8 × 5
8 × A	9 × A	8 × 8
8 × B	9 × B	8 × 9
8 × E	9 × E	8 × C
8 × F	9 × F	8 × D

J-BUG :

E000 à FFFF

Fig. 6. – « Memory Map »

Nº de code d'erreur	Signification
1	Débordement sur TAB, CMR ou ON
2	Erreur d'entrée en mode « INPUT »
3	Caractère ou variable non autorisé ou inconnu
4	Absence d'un « en fin d'un texte
5	Erreur de dimensionnement
6	Opération arithmétique non autorisée
7	Numéro de ligne n'existant pas
8	Division par zéro
9	Imbrication de sous-programmes supérieure à 8
10	« RETURN » avant ou sans « GOSUB »
11	Variable non autorisée
12	Commande inconnue
13	Erreur de parenthèses
14	Mémoire pleine
15	
16	Imbrication de boucles « FOR » supérieure à 8
17	« NEXTJ » avant ou sans « FOR »
18	Erreur dans la succession FOR, NEXT
19	Erreur dans un « READ »
20	Erreur dans un « ON »
21	Débordement de ligne (plus de 72 caractères)
22	Erreur de syntaxe dans un « DEF »
23	Erreur de syntaxe dans un « FN » ou appel d'une fonction non définie
24	Erreur dans une variable « chaîne de caractères »
25	Débordement de la mémoire tampon des variables « chaîne de caractères »
26	Non exploitée pour l'instant
27	Erreur dans la fonction « VAL »
28	Calcul du logarithme d'un nombre négatif ou nul

numéro de l'erreur à comparer au tableau de la figure 7.

Ces possibilités ainsi que des subtilités et des conseils de programmation seront étudiés le mois prochain.

Quelques commentaires

Nous en avons terminé avec la description de toutes les « commandes » (mais non de toutes les possibilités) de notre interpréteur ; cela était un peu lourd mais devait être fait. Les lecteurs nous ayant demandé pourquoi nous ne fournissions pas le manuel du BASIC séparément du journal doivent comprendre, en lisant ce texte pourtant condensé et encore incomplet, que cela aurait entraîné des frais de photocopie ou de reprographie importants et surtout injustifiés.

Nous allons maintenant faire quelques commentaires généraux quant à l'emploi de ce BASIC et de nos autres programmes (liste disponible auprès de l'auteur contre enveloppe timbrée et adressée) ; en particulier pour ce qui est du clavier. En effet toutes les « commandes » BASIC sont à frapper en majuscules et il ne faut pas oublier que si vous voyez des majuscules sur l'écran du terminal vidéo c'est parce que le générateur de caractères effectue une conversion automatique. Les caractères qu'envoie le terminal au mini sont en minuscules sauf si vous appuyez sur « Shift » en même temps que la lettre frappée. Certains claviers n'ayant pas de verrouillage majuscules (cas CHOMERICS) nous avons équipé le sous-programme d'entrée du BASIC d'un convertisseur, ce qui fait que vous n'avez pas besoin de presser « Shift » pour que le BASIC comprenne « majuscule », il en est de même de nos autres programmes.

Si vous faites des SAVE et des LOAD en BASIC ou plus simplement si vous faites un P (de J-BUG) ; vous constaterez que le terminal vidéo affiche parfois des caractères de façon incohérente. Ce n'est pas grave et nous y remédierons dès le mois prochain au moyen d'un petit boîtier commutant automatiquement le magnétophone ou le terminal vidéo en sortie de l'ACIA, nos ennuis actuels venant du fait que ceux-ci sont branchés en « parallèle ». Ce boîtier ne comprendra que très peu de composants, sera extérieur au mini et ne demandera aucune modification de celui-ci. Par ailleurs il sera commandé automatiquement par le BASIC ou par notre nouveau moniteur ; J-BUG en étant, hélas, incapable.

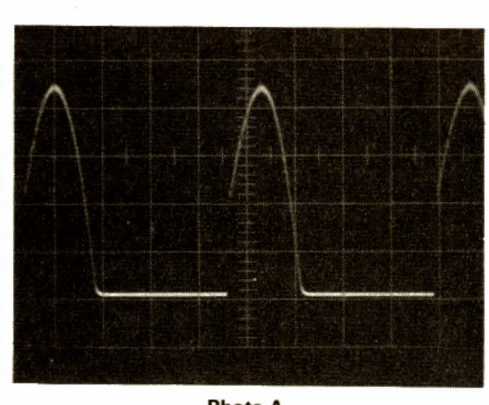


Photo A

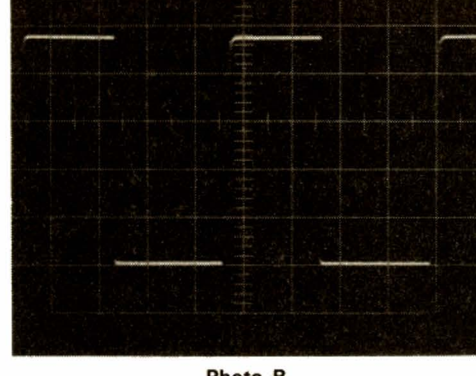


Photo B

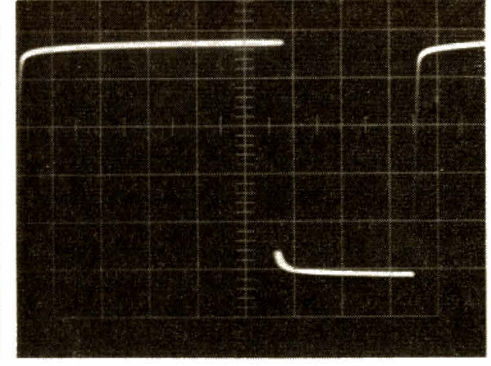
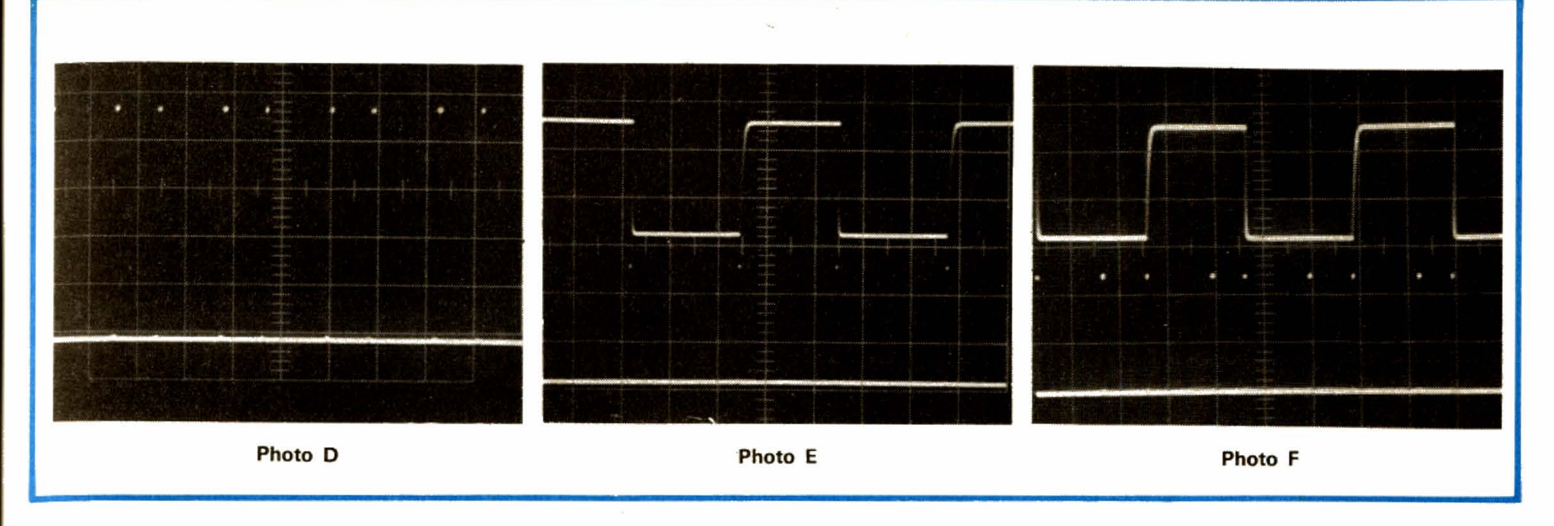


Photo C


Photo D Photo E Photo F

La carte ISA

Cette carte pose, semble-t-il, des problèmes à quelques lecteurs. Les principaux étant dus à l'impossibilité de régler correctement le potentiomètre ajustable du 14528 en raison de la tolérance sur les condensateurs ; on peut remédier à ces difficultés très facilement si l'on dispose d'un oscilloscope même peu performant (si vous n'en possédez pas, faites-vous en prêter un ; quelques dizaines de minutes suffisent). Nous avons donc relevé les formes d'ondes en différents points significatifs du montage et avons fait les photographies des oscillogrammes, photographies que nous vous commentons ci-après et qui sont à comparer avec vos propres relevés. Pour tous les commentaires qui vont suivre les repères sont relatifs au schéma théorique complet de la carte ISA, figure 14 nº 1641 de janvier 1979. Par ailleurs les relevés ont été faits en injectant sur l'entrée « lecture » de la carte ISA (entrée reliée à la sortie du magnétophone) un signal sinusoïdal à 1 200 Hz ou 2 400 Hz issu d'un générateur BF (celui-ci peut être rudimentaire, ce qui compte est la délivrance des deux fréquences 1 200 et 2 400 Hz).

– Photo A : relevée au point commun 1 MΩ, 1,5 kΩ en sortie de IC 15 ; sensibilité 1 V par carreau, balayage 200 µs par carreau, signal d'entrée à 1 200 Hz d'amplitude insuffisante.

– Photo B : conditions identiques à la photo A mais avec un signal d'entrée d'amplitude suffisante.

– Photo C : la plus importante ; relevée sur la patte 10 de IC11 ; sensibilité 2 V par carreau, 0 V à 1 carreau du bas de la grille, balayage 50 µs par carreau, signal d'entrée à 1 200 Hz. Il faut ajuster le 47 kΩ (et retoucher éventuellement la résistance en série), afin que la durée du temps « haut » de ce signal soit de 280 µs. Un léger « jitter » du front de descente est normal.

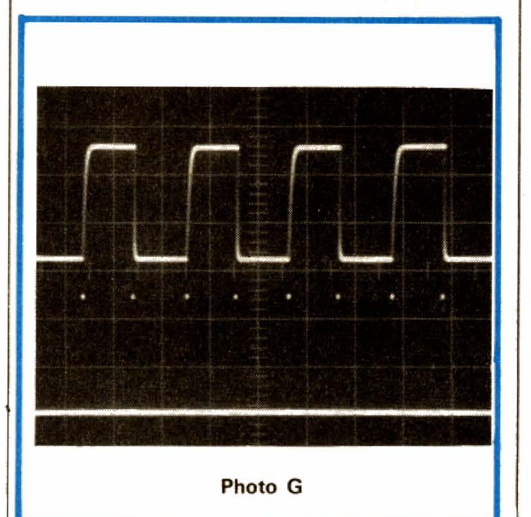
– Photo D : relevée en sortie de la porte IC9 qui attaque la chaîne de bascules D ; sensibilité et 0 V identiques à photo C, balayage 200 µs par carreau ; c'est l'horloge (reconstituée à partir du signal BF) de l'ACIA.

– Photo E : sensibilité 2 V par carreau, balayage 200 µs par carreau ; en haut au même point que la photo B, en bas sur la patte 12 de IC11 ; on doit avoir une impulsion sur la trace du bas pour chaque front (montant ou descendant) sur la trace du haut.

– Photo F : sensibilité et balayage identiques à photo E ; trace du haut identique à photo E, trace du bas identique à photo D ; signal d'entrée à 1 200 Hz ; observez bien la trace du bas qui, de front d'impulsion à front d'impulsion, est du 4 800 Hz.

– Photo G : en tout point identique à la photo F mais le signal d'entrée est à 2 400 Hz ; observez que sur la trace du bas nous avons toujours du 4 800 Hz.

La comparaison des signaux que vous observez avec nos relevés devrait vous permettre de résoudre tous les problèmes que peut vous poser la carte ISA ; cependant nous insistons sur le fait que, sauf erreur de câblage ou composant défectueux, la principale source de difficulté est le réglage du 47 kΩ du monostable 14528 (IC11).


Photo G

« Memory map »

Plusieurs lecteurs nous ont demandé un « memory map » du mini de base, étant donné les adressages partiels qui y sont réalisés ; celui-ci est indiqué figure 6 et parle de lui-même. La situation inquietante causée par la PIA, J-BUG, la 6810 en 0000 sera résolue radicalement par la mise en place de notre nouveau moniteur puisque ces composants disparaîtront. La RAM 6810 située en 0000 n'a d'ailleurs aucune raison d'être depuis la réalisation de la carte 4 K statique ; par contre la 6810 située en A000 doit rester en place car elle est utilisée par J.BUG.

Conclusion

Cet article, sans schémas, a peut-être été un peu « lourd à digérer », cependant il doit vous permettre de commencer à essayer votre BASIC en attendant les exemples concrets fournis le mois prochain et les mois suivants.

Pour ce qui est des programmes en langage machine disponibles en cassette ou listing, une nouvelle liste mise à jour est disponible sur demande ; envoyez une enveloppe timbrée et adressée à l'auteur (à l'adresse du journal) avec, par exemple, une simple carte de visite marquée « liste de programmes ».

L'auteur vous demande, sauf circonstances exceptionnelles ou sauf accord de sa part, d'adresser tout votre courrier au journal et non à son domicile. Les réponses ne vous parviennent pas plus rapidement car cela oblige à un double classement du courrier.

(A suivre)

C. TAVERNIER

Nouveaux modèles Toshiba

La société Toshiba vient de mettre sur le marché français une série de nouveaux appareils parmi lesquels la chaîne 530 qui comprend : un tuner synthétiseur digital quatre gammes d'ondes ST 530, PO, GO, OC et FM. Ici plus de cadran pour la recherche des différents émetteurs mais un affichage par LED à sept segments, la recherche des stations peut se faire manuellement ou automatiquement avec arrêt sur chaque émetteur et affichage de sa fréquence ; un micro-ordinateur incorporé permet de mémoriser huit stations par gamme d'ondes soit en tout 32 stations. Pour assurer une meilleure stabilité des fréquences affichées, l'oscillateur de ce tuner est équipé d'un quartz et l'accord des stations est effectué par diodes à capacité variable. Un indicateur d'intensité du signal reçu composé de cinq LED permet de vérifier la mise au point sur l'émetteur recherché.

Les autres caractéristiques données par le constructeur sont :
- Sensibilité FM : 1,9 μV.
- Rapport signal/bruit : 72 dB (mono).
- Distorsion harmonique : 0,15 % (mono).
- Dimensions : 420 × 95 × 360 mm.

L'amplificateur SC 530 est un amplificateur stéréophonique pouvant délivrer 2 × 60 W, il est équipé de deux grands Vu-mètres et d'un commutateur muting qui permet de diminuer de 20 dB le niveau de sortie sans toucher aux autres réglages. Ses autres caractéristiques sont :

- Distorsion : 0,05 % de 20 à 20 000 Hz à la puissance nominale.
- Rapport signal/bruit : 117 dB
- Courbe de réponse : 0 à 80 000 Hz ± 1 dB.
- Dimensions : 420 × 96 × 351 mm.

Le préamplificateur SY 530 est équipé d'un dispositif qui permet de mixer l'entrée micro à une autre source. Ses caractéristiques techniques sont :

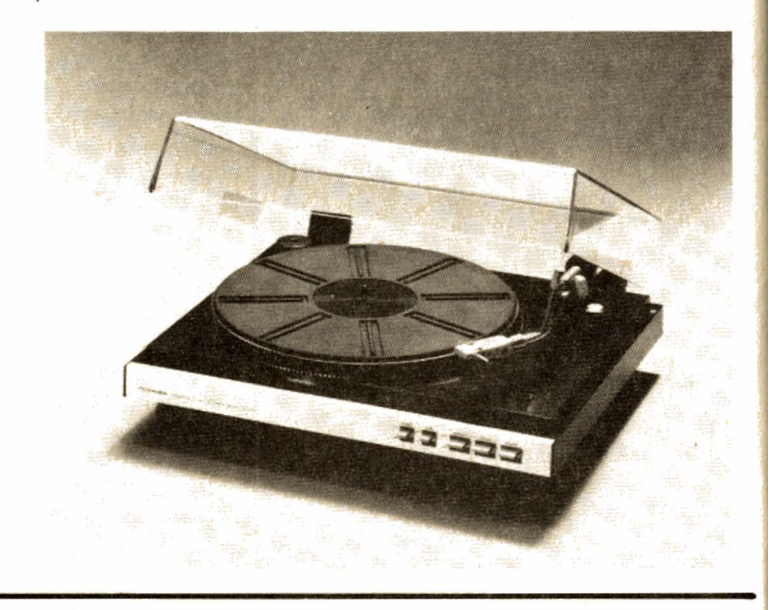
- Courbe de réponse : 7 à 40 000 Hz ± 1 dB (aux).
- Rapport signal/bruit : 80 dB (phono) 95 dB (aux.).
- Distorsion harmonique : 0,01 %.
- Dimensions : 420 × 96 × 237 mm.

La table de lecture SR-Q 630 est une platine tourne-disque automatique à entraînement direct dont la vitesse est régulée par un oscillateur à quartz. Pour la pose automatique du bras en début de disque un commutateur permet le réglage en fonction du diamètre 17 ou 30 cm.

Les caractéristiques techniques fournies par le constructeur annoncent un taux de pleurage et de scintillement de 0,025 % et un rapport signal/bruit supérieur à 73 dB.

Les dimensions de l'appareil sont : 422 × 149 × 359 mm





Un nouveau hobby computer

La Société Occitane d'Electronique, spécialiste à la fois en micro-informatique et dans les jeux vidéo, vient de sortir un « hobby computer » de constitution très originale.

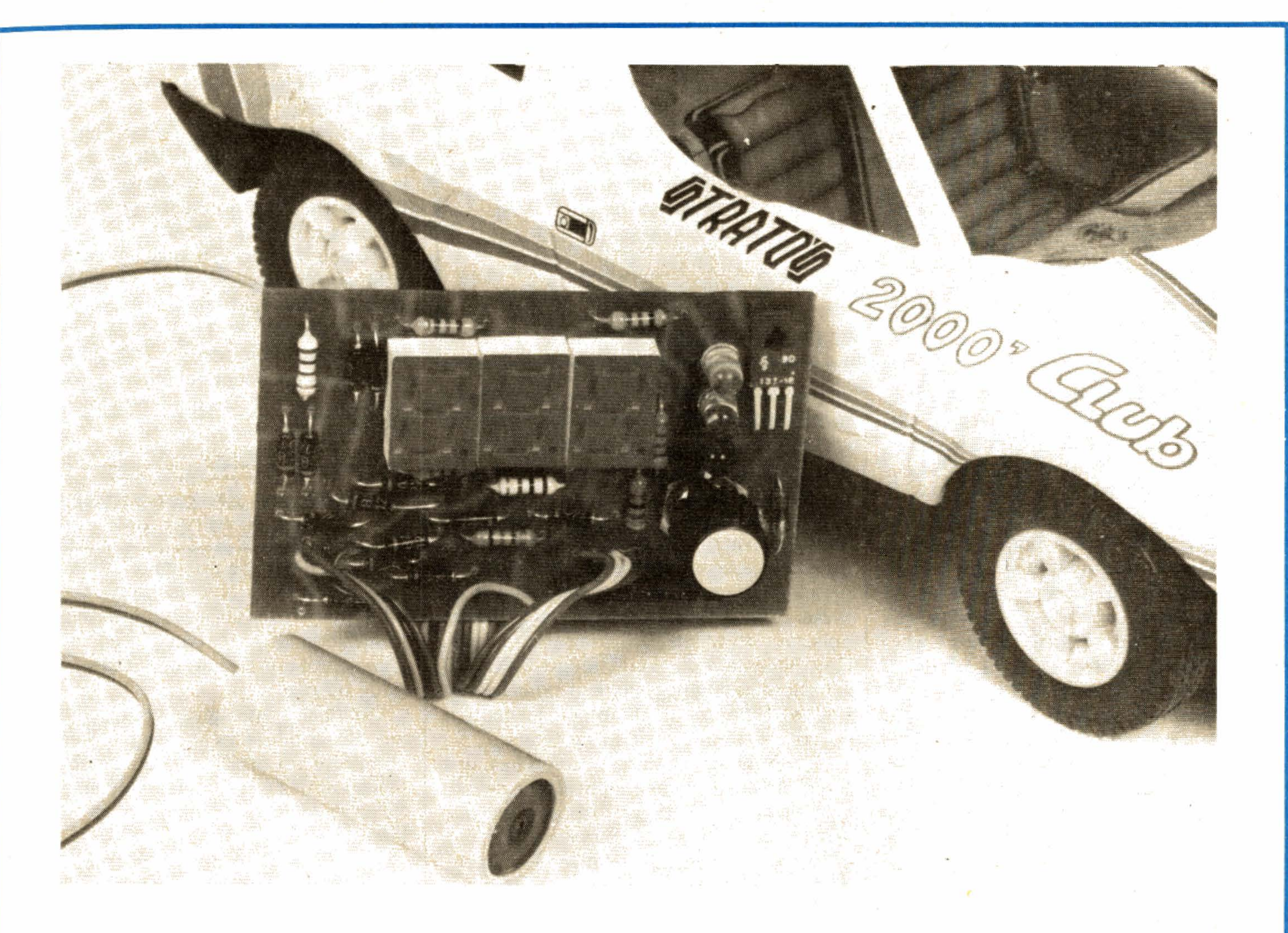
Il est composé :
- d'une part, d'un jeu programmable, l'OC 2 000, réalisé autour du microprocesseur 2650 de chez Signetics,
- d'autre part, d'un module comprenant 2 k de RAM et 1 k de ROM contenant le programme moniteur.

Il comprend également un interface de contrôle vidéo qui permet, par une programmation simple, de représenter aisément un grand nombre d'objets en couleur.

L'utilisateur communique avec le système par le moyen de deux claviers de 12 touches servant habituellement au jeu, et par la visualisation d'informations qui se fait sur n'importe quel téléviseur standard. Une prise pour liaison avec lecteur de cassettes vendu dans le commerce, permet le stockage et le chargement des programmes ou des données.

L'ensemble de ce hobby computer constitué des modules du jeu et d'une notice très complète, est vendu approximativement 1 500 F, prix public, ce qui en fait un des moins cher du marché, tout en offrant en plus les multiples possibilités des jeux vidéo programmables.

Société Occitane d'Electronique, 119, chemin Basso-Cambo, 31300 Toulouse.



AVERTISSEUR DE DEPASSEMENT DE VITESSE

L'AVERTISSEUR de dépassement de vitesse n'est pas un détecteur de radar. Les détecteurs de radar fonctionnant à partir d'un système de détection de l'onde émise sont interdits en France, on n'a même pas le droit d'en promener un dans son véhicule. Si vous vous êtes procuré un de ces instruments dans un pays étranger où ils ne sont pas interdits, il sera préférable pour vous de le dissimuler sous un coussin, un pendentif ou toute autre forme susceptible de camoufler une antenne ressemblant au nez de Pinnochio ! Ces détecteurs de radar sont de type passif, ce sont des récepteurs pour ondes millimétriques détectant directement les ondes émises par l'intermédiaire d'une (ou deux) diode hyper-fréquence du type 1N23 montée dans une cavité située derrière l'antenne diélectrique. Un amplificateur se charge alors de vous faire entendre un bruit caractéristique se produisant lorsque l'onde arrive sur l'antenne. Il ne vous restera plus qu'à vérifier la présence de la boîte blanche d'un radar lorsque vous passerez devant car, bien entendu, vous respectez les limitations de vitesse.

Le montage que nous vous proposons est un indicateur optique de dépassement de vitesse. Ces indicateurs sont autorisés, ils ne sont en effet pas là pour vous faire ralentir lorsque la contravention vous pend au nez !

L'avertisseur de dépassement exige une manipulation de votre part. Vous programmez la vitesse maximale autorisée lorsque vous traversez une zone où la vitesse est limitée. Si la vitesse du véhicule est inférieure à la vitesse programmée, une diode verte s'allume ; si elle est dans les 10 % au-dessus, c'est une diode jaune qui s'allumera, si maintenant vous avez dépassé la vitesse programmée de 10 %, la diode LED s'allume et, si vous avez branché un indicateur sonore, il s'empressera de vous signaler votre écart.

Capter la vitesse du véhicule

Avant d'aborder l'électronique, il est nécessaire de capter la vitesse du véhicule. Le câble du compteur kilométrique est un moyen d'accéder à cette vitesse, seulement, ils n'est pas toujours très accessible.

Le plus simple, c'est de prendre la vitesse du moteur (fig. 1). Divers moyens sont possibles ; le courant d'allumage, la vitesse de rotation d'une poulie constituent des informations relativement faciles à exploiter. Seulement, entre le moteur et les arbres de transmission, nous avons une boîte de vitesse et cette boîte modifie le rapport de transmission entre le moteur et les roues. Pour une même vitesse du véhicule, nous pourrons avoir plusieurs régimes du moteur. S'il n'est pas possible de capter directement la vitesse de rotation des roues, il sera nécessaire de faire appel à un

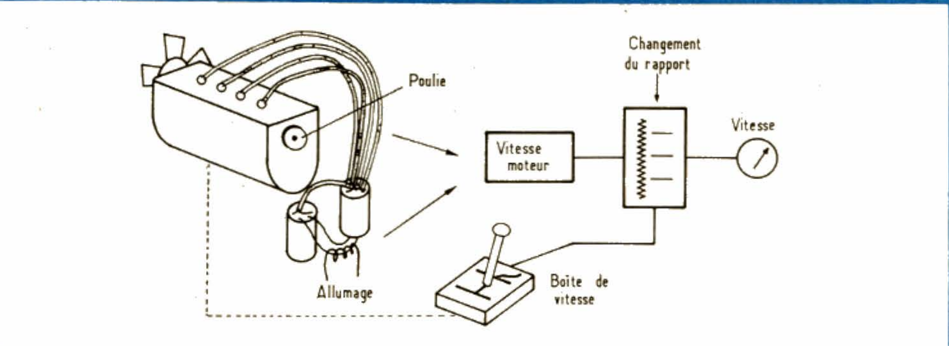


Fig. 1. –Il faut transformer la vitesse du moteur en vitesse linéaire de la voiture.

système de commutation n'autorisant par exemple le fonctionnement que pour une vitesse donnée, la quatrième par exemple, celle pour laquelle on risque le plus les excès de vitesse.

Il sera aussi possible, si on le désire, de tenir compte du rapport de la boîte de vitesse aux diverses vitesses pour effectuer une conversion du régime en vitesse de roulement. Dans une telle éventualité, que nous n'avons pas abordée dans notre étude, il faudra placer un capteur sur la commande de boîte de vitesse, une série d'interrupteurs pouvant commuter des constantes de temps différentes pour le convertisseur vitesse/tension employé ici.

Nous n'avons pas parlé d'une solution très simple pour constituer une alarme de vitesse, celle de la détection par un procédé optique du passage d'une aiguille indicatrice de vitesse devant un photo-détecteur différentiel.

Les capteurs

Le capteur qui est peut-être le plus simple est un capteur optique. Ce capteur se compose d'un phototransistor qui regarde une surface tournante sur laquelle a été peinte une zone de couleur claire. L'ensemble est éclairé par une diode électroluminescente projetant un faisceau d'infrarouges.

Ce capteur peut être installé à une certaine distance de l'arbre, il pourra être situé sur une pièce du châssis alors que l'arbre sera doté d'une certaine mobilité, ce qui est le cas d'un arbre suspendu. Nous avons décrit un capteur de ce type dans un article consacré à un compte-tours pour moteur diésel.

Les détections magnétiques sont fort à l'honneur en ce moment et des rupteurs électroniques font appel à ces procédés. Nous avons réalisé (fig. 2) un capteur à effet Hall. C'est un capteur qui utilise un circuit intégré de Siemens, un SAS 250. Ce circuit intégré fonctionne avec une température ambiante située entre – 40 et + 125 °C. Il comporte un régulateur de tension permettant un fonctionnement à partir de 4,25 V et pouvant monter à 27 V, un générateur à effet Hall alimenté par un courant constant, un amplificateur à gain constant, un détecteur à hystérésis et deux étages de sortie à transistor.

Ce circuit intégré doit être installé dans un circuit magnétique. Nous avons réalisé un tel circuit en utilisant un aimant de ferrite provenant d'une fermeture magnétique de porte. Cet aimant possède deux pièces polaires dont on en conservera une. L'emplacement du circuit intégré SAS 250 est choisi expérimentalement pour qu'une fois le déclenchement obtenu le capteur puisse revenir en position de repos.

Le capteur occupe une position fixe, une pièce mobile doit venir se déplacer devant lui. L'inconvénient de ce dispositif est que la distance entre la pièce mobile de fer doux et le capteur doit être relativement faible, ce qui ne facilite pas son emploi en tant que dispositif additionnel pour lequel aucune place n'a été prévue dans la voiture.

Le système travaille par augmentation de l'intensité d'un champ magnétique au travers de l'élément à effet Hall. Pour augmenter le flux on le concentre au voisinage de l'élément à effet Hall par la pièce de fer doux. Lorsque le fer doux aura quitté sa position de commande les lignes de flux se refermeront en suivant un trajet différent, dans ce cas, il n'y aura plus de commande.

Avec ce type de capteur, il faudra faire attention à ne pas trop court-circuiter de lignes de champ par l'arrière du circuit magnétique.

Le fonctionnement de ce circuit est extrêmement simple, il n'y a qu'à brancher le circuit et à relier une charge à sa sortie. Deux sorties fonctionnent en parallèle, chacune peut débiter 30 mA.

Plusieurs dispositifs utilisant ce principe sont commercialisés, l'un d'entre eux, le SAS 241 délivre une impulsion de sortie de largeur constante. Le SAS 261 possède une entrée d'inhibition, les 241, 251 et 261 n'ont pas leur fonctionnement garanti au-dessous de 0 °C, ce qui limite leur emploi en automobile.

Détecteur de proximité HF

Ce détecteur de proximité, nous l'avons déjà utilisé dans diverses applications. Le détecteur choisi utilise l'amortissement de l'oscillation d'un circuit LC en présence d'une pièce métallique conductrice, magnétique ou non.

Le circuit intégré utilisé ici est commercialisé depuis plusieurs années par Siemens, il comporte un oscillateur, un détecteur de niveau et des amplificateurs de sortie ainsi qu'un circuit de régulation de tension interne.

La conception du capteur est d'une remarquable simplicité, la seule difficulté résidant dans le choix de la bobine de l'oscillateur. En effet, si son coefficient de surtension est trop bas, il ne sera pas possible de faire osciller le montage. Après de nombreuses expérimentations, nous avons finalement conclu qu'il fallait travailler à la fréquence la plus haute possible avec une coupelle de ferrite venant d'un pot. Dans ce montage, il est possible d'intervenir sur la valeur de la résistance R_1 pour provoquer l'oscillation. Cette oscillation se contrôle

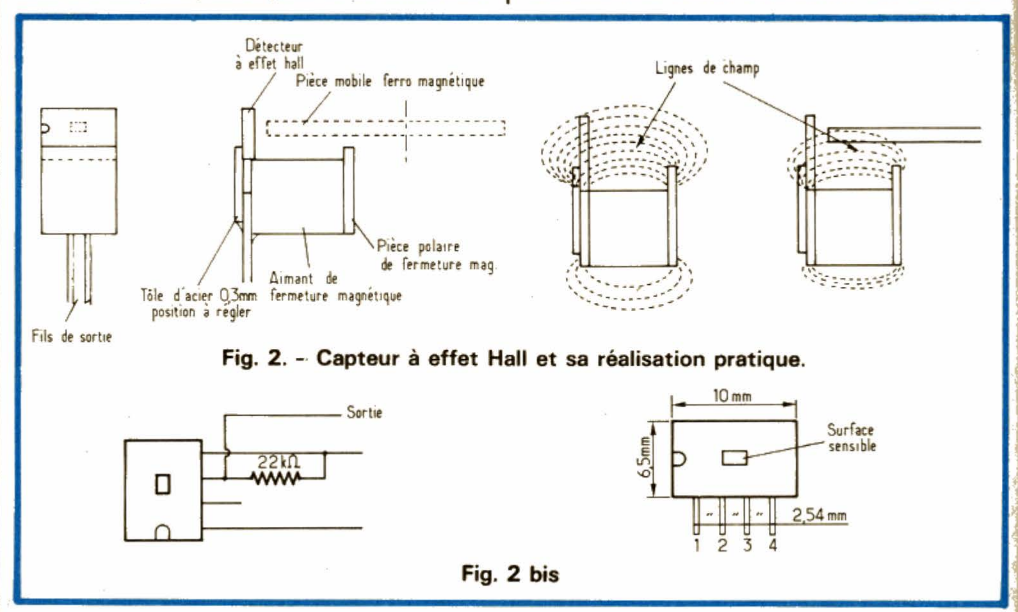


Fig. 2. – Capteur à effet Hall et sa réalisation pratique.

Fig. 2 bis

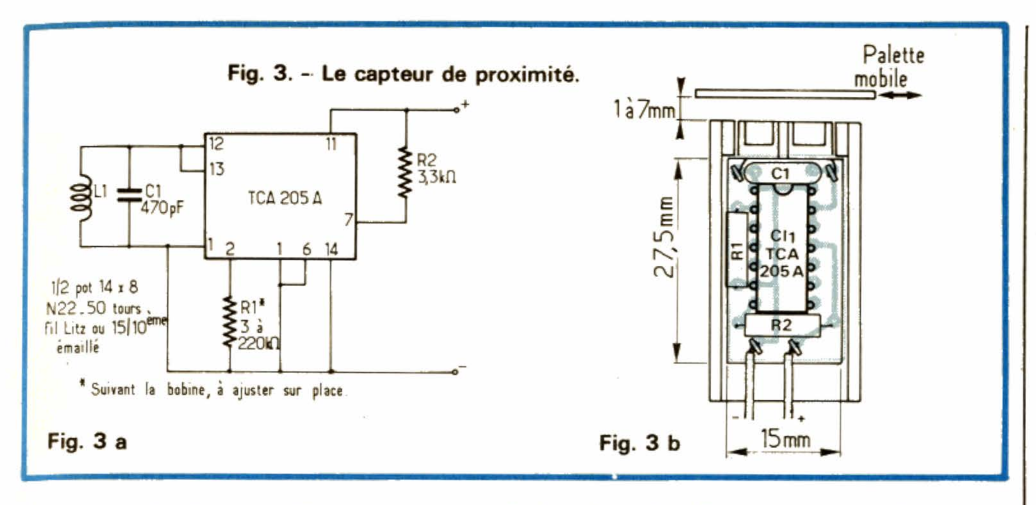


Fig. 3 a
Fig. 3 b

aux bornes du circuit oscillant. La valeur de la résistance peut varier entre 2 000 Ω ou même moins (pour certaines bobines, nous avons dû mettre 100 Ω) et 220 000 Ω ou plus. La nature du condensateur d'accord a une influence, il faut éviter les condensateurs céramiques destinés au découplage, leurs pertes sont importantes et entraînent un abaissement du facteur de surtension du bobinage. Si le montage n'oscille pas, on réduira la valeur de C_1, le Q du bobinage varie rapidement avec la fréquence.

Les coupelles de pot employées sont des coupelles de pot 14 × 8 mm dont le matériau est prévu pour fonctionner au-dessous de 2 MHz. Nous bobinons sur le noyau une cinquantaine de tours de fil de cuivre émaillé de 1/10e de diamètre, fil sous soie ou non. Il est également possible d'utiliser un fil de Litz pris dans un vieux transformateur FI, on bobinera alors le même nombre de spires.

Avec le fil de Litz, le coefficient de surtension du filtre sera meilleur, la résistance R_1 pourra avoir une valeur plus importante qu'avec une self bobinée avec un fil à brin unique.

La valeur de la résistance R_1 est à ajuster pour que l'enclenchement se produise à quelques millimètres de la face frontale du pot.

Si la résistance est faible, l'oscillation est puissante et il sera difficile d'amortir suffisamment le circuit pour faire stopper les oscillations, la pièce d'amortissement devra alors être de taille importante et placée très près de la surface du pot. En adoptant la résistance de valeur maximale permettant l'entrée en oscillation, on pourra obtenir le fonctionnement à une distance égale à 0,7 fois le diamètre du pot. Si la résistance est à la limite maximale, on constatera que l'oscillation cesse en approchant une pièce métallique mais que l'oscillation ne reprend pas ensuite. Une certaine marge de sécurité est à respecter. En remplaçant la résistance R_1 par une résistance ajustable, on pourra ajuster la distance de fonctionnement.

La distance de commande étant de l'ordre de 7 mm, il sera possible d'installer une pièce mobile sur l'arbre d'entraînement de l'une des roues dans le cas d'une voiture à traction avant. Ce type de détecteur est capable de détecter le passage d'un boulon de roue, ce qui peut éventuellement être utilisé. Si on dispose de l'arbre d'entraînement, on y fixera par un collier de type « serflex » deux palettes installées de part et d'autre de l'arbre suivant le dessin de la figure 4. Au passage devant la bobine, il y aura commutation de la sortie du détecteur. Les impulsions seront mises à profit pour commander l'avertisseur de dépassement.

L'avertisseur

L'avertisseur de dépassement se compose d'un détecteur de proximité que nous venons d'évoquer, d'un multivibrateur monostable, d'un intégrateur et d'un discriminateur à trois niveaux dit discriminateur à fenêtre.

Le schéma synoptique est représenté figure 5.

Schéma de principe

Ce schéma est donné sur la figure 6. Le détecteur de proximité a été représenté, figure 3. Deux fils relient le détecteur de proximité et le circuit de mesure. En effet, nous mettons ici à profit la différence de consommation du montage entre l'état conducteur et l'état bloqué.

La résistance de charge du circuit intégré TCA 205A permet d'avoir une variation de consommation suffisamment importante.

Le transistor T_1 est utilisé en détecteur de consommation et en amplificateur. Le courant consommé par le détecteur passe dans la résistance R_1 de 100 Ω et provoque une chute de tension. Lorsque le montage oscille, la consommation du détecteur est faible et ne suffit pas à faire conduire le transistor T_1. Par contre, lorsque la palette passe devant la bobine, la tension aux bornes de R_1 augmente et le transistor T_1 conduit. Une tension positive apparaît sur la résistance R_4. Lorsque la palette va quitter la bobine, la tension négative de R_4 sera communiquée à l'entrée de CI1. Ce circuit est un temporisateur type 555 monté en monostable.

Il délivre une impulsion de largeur constante. Ce circuit intégré est alimenté au travers de T_2 monté en collecteur commun. La polarisation de la base de ce transistor est assurée par une résistance et deux diodes. La diode D_1 polarisée dans le sens direct assure la compensation du coefficient de température de la jonction base/émetteur de T_2.

Le condensateur C_2 exerce un filtrage de la tension d'alimentation du circuit intégré. La constante de temps du monostable est fixée par le condensateur C_4 et les résistances R_7 et P_1. P_1 permet d'ajuster la valeur de la constante de temps sur une grande plage.

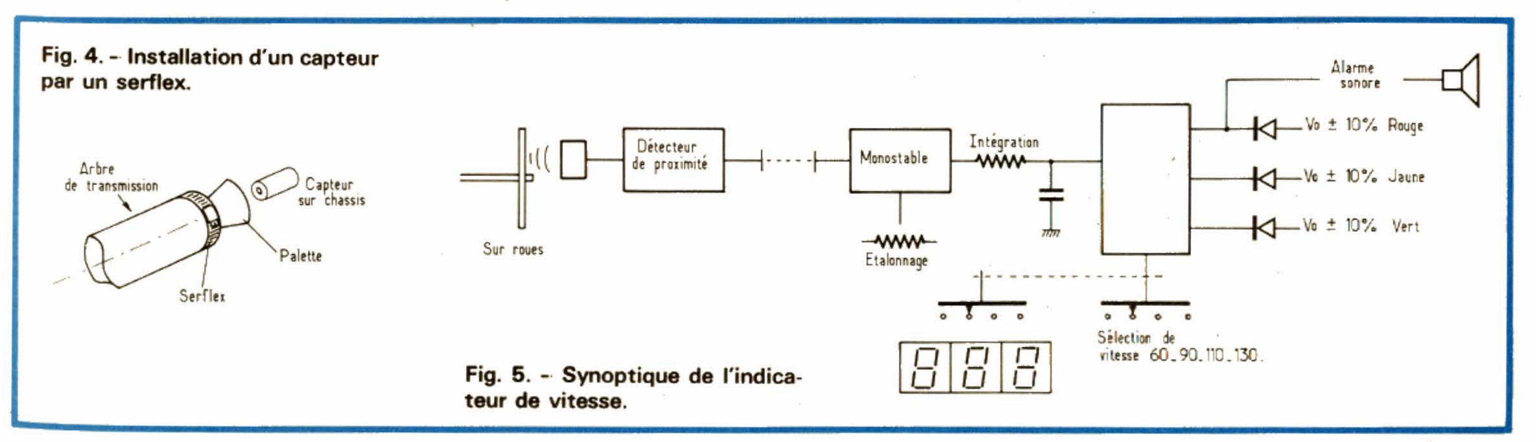


Fig. 4. – Installation d'un capteur par un serflex.
Fig. 5. – Synoptique de l'indicateur de vitesse.

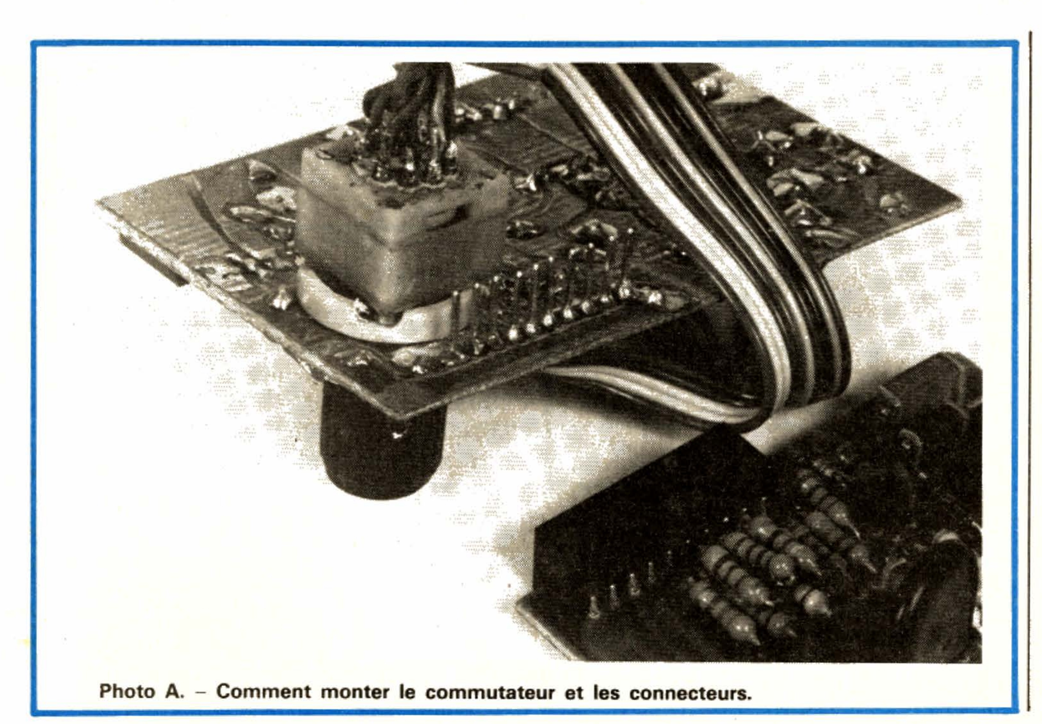


Photo A. – **Comment monter le commutateur et les connecteurs.**

La sortie du monostable, borne 3 délivre des impulsions qui seront plus ou moins rapprochées suivant que la cadence des impulsions d'entrée est grande ou faible. La résistance R_6 et le condensateur C_5 constituent un circuit intégrateur donnant sur l'entrée (bornes 6 et 7) du discriminateur à fenêtre une tension proportionnelle à la cadence des impulsions.

Le discriminateur à fenêtre est un circuit – en l'occurence intégré – qui délivrera trois informations tout ou rien en fonction de la valeur relative de la tension d'entrée et de deux tensions de référence.

Lorsque la tension sera inférieure à la valeur programmée pour une certaine vitesse, la diode verte sera allumée. Dans une fourchette de ± 5 % de part et d'autre de la vitesse nominale, nous allumerons une diode jaune alors qu'au-dessus, ce sera une diode rouge qui sera illuminée. La sortie « excès de vitesse » pourra être utilisée pour commander un dispositif avertisseur sonore (de préférence autre que le klaxon !).

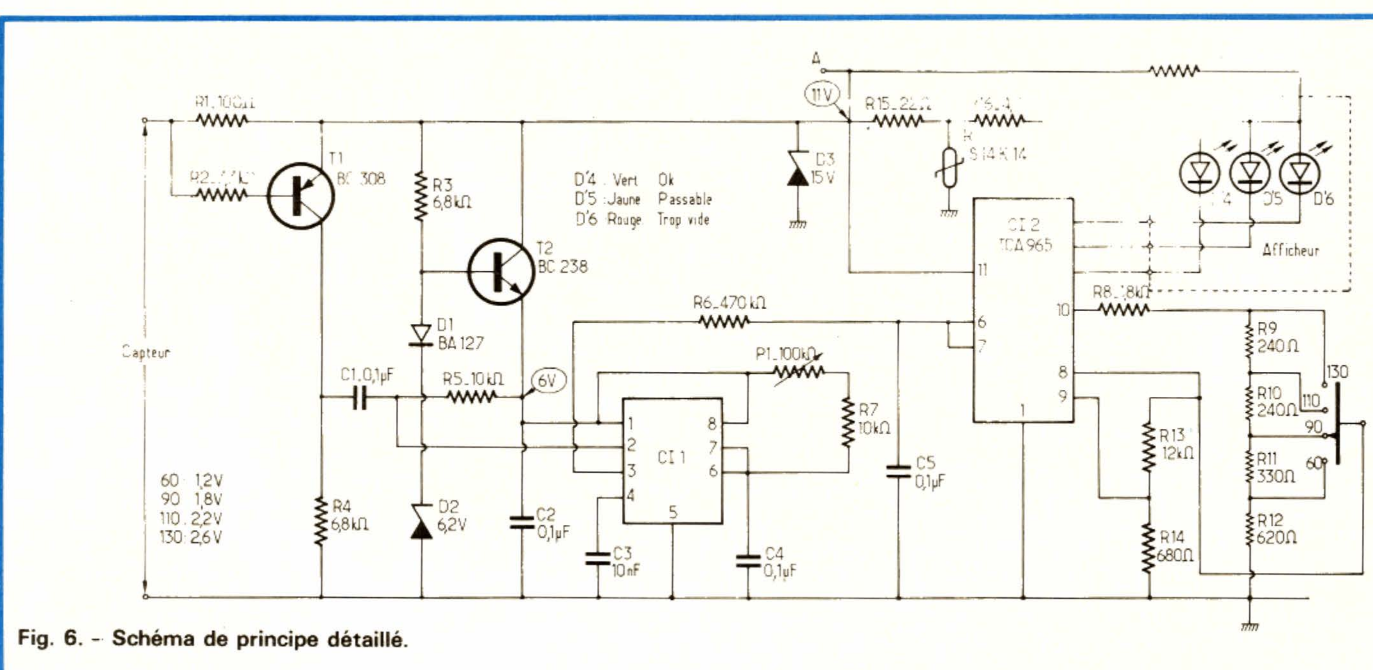


Fig. 6. – **Schéma de principe détaillé.**

La programmation de la vitesse se fait en envoyant une tension de référence sur l'entrée 8 du circuit intégré C_{12}. La tension sera modifiée en fonction de la valeur programmée. Sur l'entrée 9 arrive la tension déterminant l'écart entre l'allumage des diodes extrêmes. La tension est modifiée en fonction de la vitesse afin de tenir compte du fait que nous considérerons ici une tolérance de la vitesse exprimée en % et non en km/h.

Le circuit d'alimentation a été doté de divers dispositifs de protection vis-à-vis des surtensions possibles dans une automobile.

La première protection est offerte par une varistance S 10 V, varistance à l'oxyde

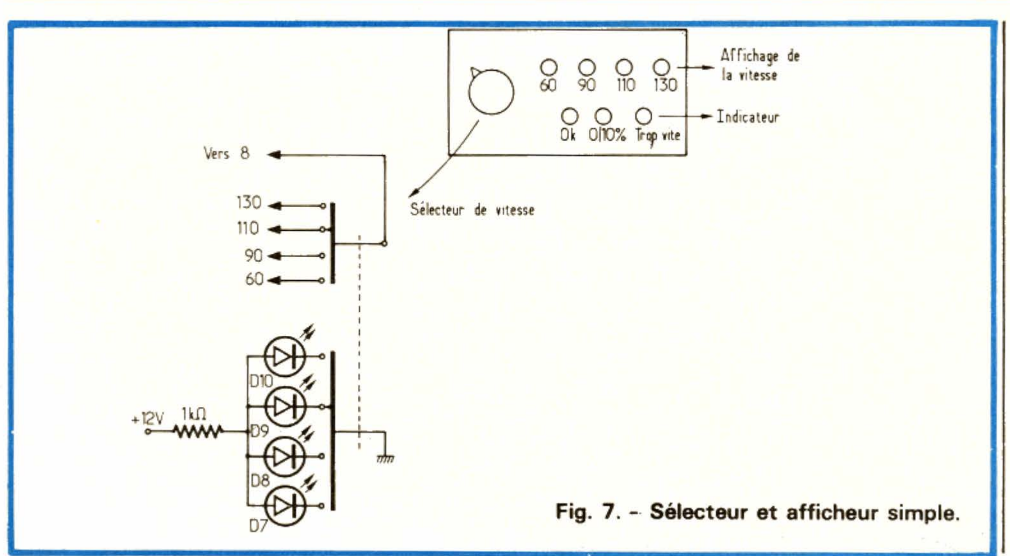


Fig. 7. – **Sélecteur et afficheur simple.**

de zinc. Cette varistance est une résistance dont la valeur varie avec la tension appliquée à ses bornes. Lorsque la tension devient trop importante et dépasse sa tension maximale (l'équivalent d'une tension de zener) la varistance se met à conduire et offre une résistance très faible. Les surtensions sont écrêtées. La tension choisie ici est de 22 V. La tension ne pourra donc dépasser 22 V. Une diode zener de 15 V complète le circuit de protection. Les résistances de 22 Ω et de 4,7 Ω se chargeront de provoquer les chutes de tension nécessaires.

Le schéma de principe que nous proposons est le plus simple. Un commutateur pourra se déplacer devant une échelle gravée sur le boîtier de montage. Pour donner un air plus moderne, on pourra utiliser un affichage des vitesses par quatre diodes électroluminescentes, une par vitesse (fig. 7).

Sur la figure 8 nous décrivons une version encore plus luxueuse avec un affichage direct de la vitesse par des indicateurs à sept segments. Le commutateur est le même que dans le cas précédent.

Les diodes élémentaires des afficheurs sont commandées par des diodes permettant d'allumer les segments intéressants. On remarquera que les six segments employés pour allumer le dernier zéro sont montés en parallèle. Ce montage peut paraître osé, en fait, il fonctionne parfaitement, nous l'avons expérimenté sur plusieurs afficheurs d'origines diverses. Une seule résistance est donc nécessaire.

On retrouvera pour la premier chiffre et pour le second une combinaison semblable de plusieurs segments. La valeur des résistances utilisées pour limiter le courant dans les segments diffère suivant le nombre de segments commutés. Ces valeurs ont été déterminées expérimentalement, elles donnent un éclairage identique pour chaque segment.

Les diodes LED sont alimentées par une tension réduite. Cette tension est stabilisée par le transistor T_1.

Les diodes indicatrices de surcharge ont ici été installées sur le même support que les afficheurs à sept segments.

Si vous désirez modifier l'éclairement des segments en fonction de l'éclairage ambiant, nous vous suggérons de remplacer la diode zener D_{13} par un amplificateur opérationnel dont l'entrée sera polarisée par un pont composé d'une résistance et d'un photo-élément, phototransistor ou photo-résistance. On placera le photo-élément de telle sorte que la tension baisse lorsque la lumière ambiante diminue. En jouant sur le gain de l'amplificateur opérationnel, on conservera un rapport constant ambiante/indicateur.

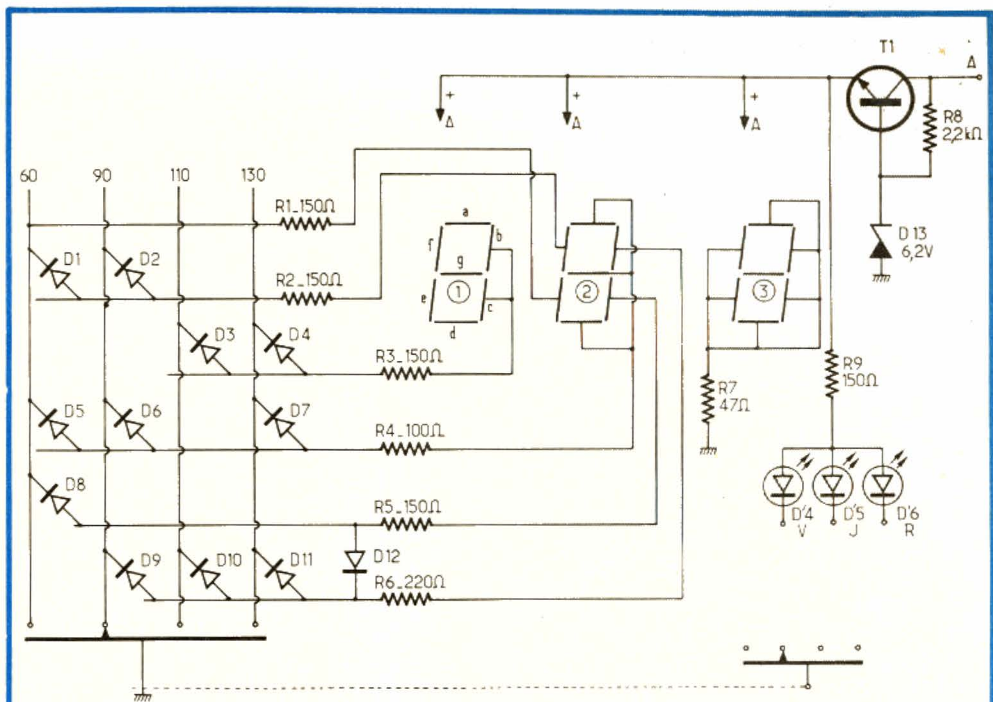


Fig. 8. – Circuit complet d'affichage des vitesses sur afficheurs à sept segments. Les afficheurs sont ici du type à anode commune.

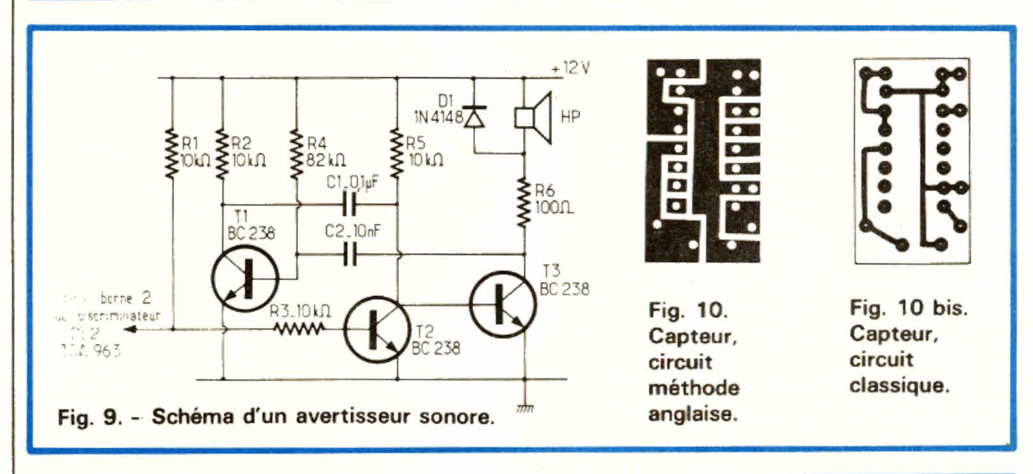
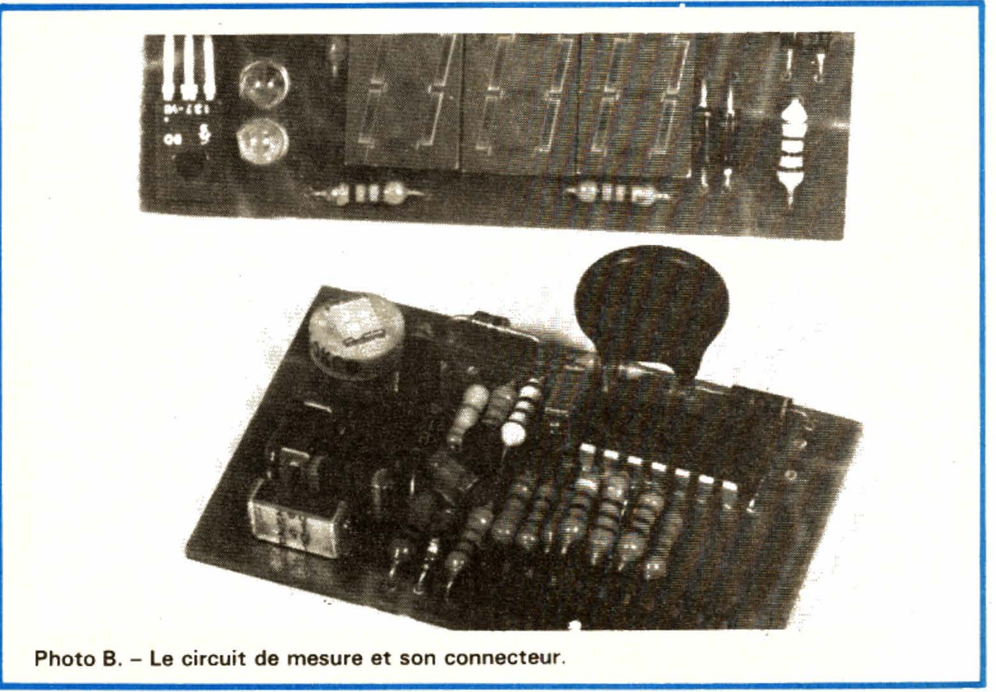


Fig. 9. – Schéma d'un avertisseur sonore.

Fig. 10. Capteur, circuit méthode anglaise.

Fig. 10 bis. Capteur, circuit classique.


Photo B. – Le circuit de mesure et son connecteur.

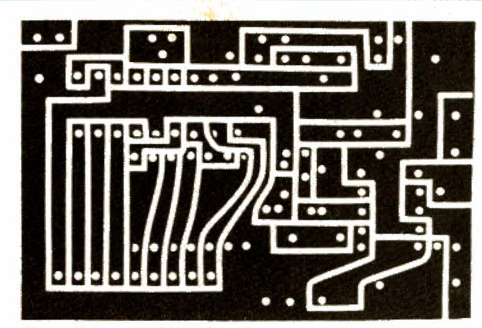


Fig. 11. – Circuit de mesure, gravure anglaise.

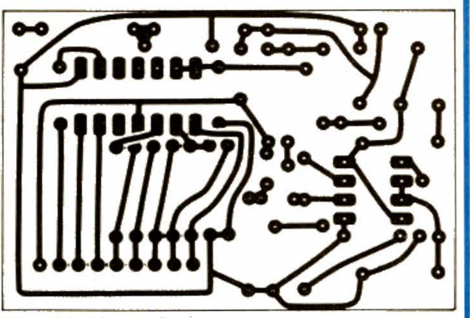


Fig. 11 bis. – Circuit de mesure, gravure classique.

Avertisseur sonore

L'avertisseur sonore sera branché sur la sortie de la diode rouge.

Son schéma de principe est représenté sur la figure 9. Il se compose d'un multivibrateur chargé par un petit haut-parleur de 50 Ω. Un transistor commandé par la sortie du discriminateur à fenêtre court-circuite la base du transistor de sortie lorsque la lampe rouge n'est pas allumée. Les deux résistances de 10 kΩ qui commandent le passage d'un courant de base dans le transistor de commande constituent un pont diviseur évitant d'appliquer une tension inverse trop importante sur la diode LED rouge.

L'avertisseur émet un son difficilement descriptible, le multivibrateur, sans le haut-parleur, possède une fréquence propre d'oscillation perturbée par l'entrée en service du haut-parleur tendant à entraîner l'oscillateur sur sa fréquence propre.

Réalisation

Le circuit imprimé du capteur sera réalisé conformément à la figure 10. Nous donnons deux circuits, l'un pour une réalisation par gravure mécanique ou gravure anglaise, l'autre pour une réalisation normale.

Le demi-pot de ferrite sera monté à l'avant du circuit. Si on ne dispose pas de carcasse de la demi-épaisseur du pot, on bobinera le fil sur une queue de foret dont le diamètre sera un peu plus grand que celui du plot central du pot. Il faudra ensuite faire glisser le fil le long du foret sur le noyau central du pot. Un enrobage à l'araldite fixera le tout. Une fois le montage essayé et la valeur de la résistance R_1 fixée, on enfoncera le tout dans un tube de matière plastique d'installation électrique ce qui offrira une très bonne protection à l'ensemble.

Un enrobage époxy est possible, on pourra coller le pot sur l'avant et fermer l'arrière par un pied de caoutchouc avant de mettre la colle époxy.

Le réglage du déclanchement se fera alors en déplaçant le capteur par rapport à l'arbre muni de ses palettes de détection.

La figure 11 représente le circuit imprimé de mesure de vitesse, la 12 son calibrage. Si vous optez pour la formule la plus simple, c'est-à-dire sans afficheur, les diodes d'indication de dépassement de vitesse pourront être directement montées sur le circuit imprimé.

Pour la version complète, nous avons utilisé un système de montage à deux circuits perpendiculaires (plus le circuit d'alarme auditive). Les deux circuits sont réunis entre eux par un connecteur Lumberg pour circuit imprimé (fig. 13). Deux éléments sont nécessaires, un avec les sorties parallèles au circuit, c'est le connecteur mâle, l'autre avec des sorties perpendiculaires, ce sera la barette femelle. Ces connecteurs sont très pratiques, ils assurent en même temps une liaison mécanique solide lorsque le nombre de contacts est suffisant, ce qui est le cas ici.

Là aussi, nous donnons les schémas des circuits imprimés réalisables en gravure classique ou mécanique (à l'anglaise).

Le circuit imprimé restant est celui de l'afficheur (fig. 14). Le contacteur est un modèle miniature à deux circuits et quatre positions venant d'un magasin de surplus, n'importe quel commutateur suffisamment petit et assurant les mêmes fonctions pourra être adopté. On peut aussi faire appel si on le désire à un contacteur à quatre touches et deux inverseurs par touche.

Les afficheurs sont à anode commune. Si vous disposez d'afficheurs à cathode commune, nous vous conseillons d'inverser le sens de toutes les diodes. Le circuit imprimé est valable pour les afficheurs Siemens 1141 et 1143 avec inversion des diodes pour ces derniers et raccordement du commun du contacteur au pôle positif au lieu du négatif.

Une alimentation stabilisée est réalisée sur le circuit, comme la consommation des segments est relativement importante lorsque le 130 est allumé, il sera bon, si vous faites de l'autoroute, de prévoir un radiateur coincé entre le transistor et le circuit imprimé (faire un trou et visser ensemble le circuit, le radiateur et le transistor).

Nous ne vous proposons pas de circuit imprimé pour l'avertisseur sonore le schéma de principe est fort simple, un montage sur plaquette type Veroboard pourra être utilisé.

Le contacteur sera câblé par fils sur le circuit imprimé le supportant. On veillera à respecter la polarité des diodes LED indicatrices de dépassement. Celle du milieu, pour des raisons de câblage est inversée par rapport aux autres.

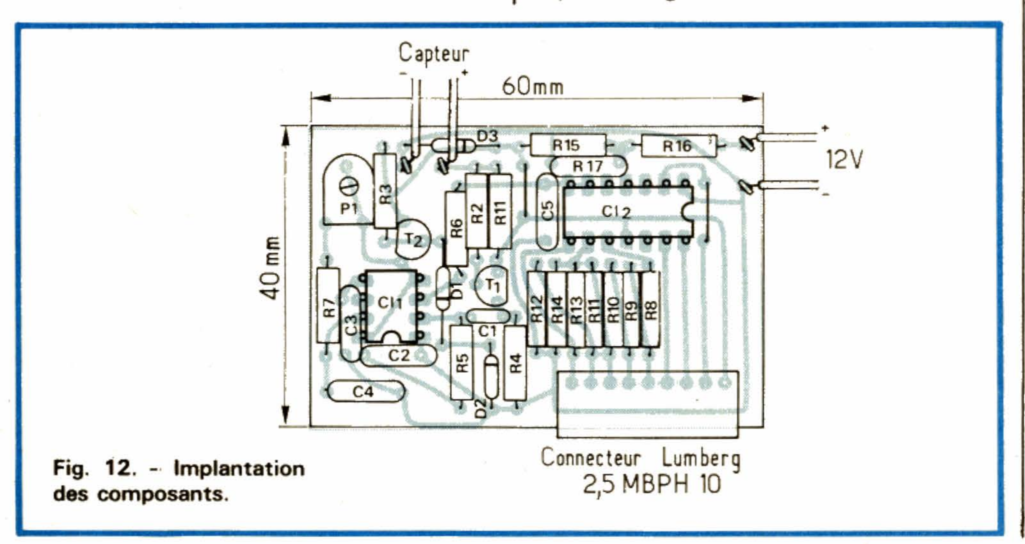


Fig. 12. – Implantation des composants.

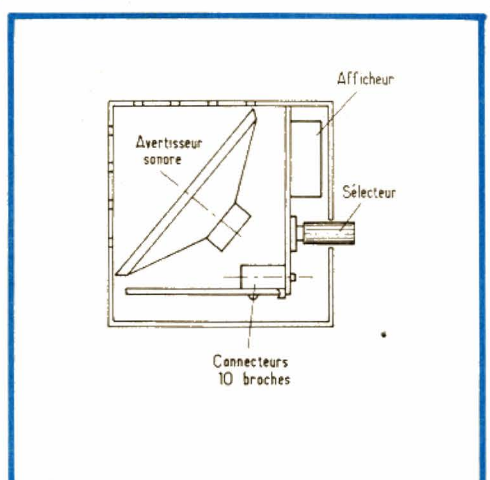


Fig. 13. – Réunion des deux circuits.

Réglages

Le seul réglage accessible ici est celui du monostable. Le réglage se fait sur une vitesse en se basant sur le compteur kilométrique de la voiture. En faisant rouler le véhicule à 60 km/h par exemple, on ajustera P_1 pour que la lumière passe du vert au jaune lorsque la vitesse évolue de part et d'autre des 60 km/h au compteur.

Nous n'avons ici prévu que quatre vitesses. Il aurait fallu un commutateur plus complet. et davantage de résistances pour arriver à augmenter ce nombre de vitesses. Si la vitesse est limitée à 80 km/h, on essayera de ne jamais allumer la diode jaune alors que le commutateur sera placé sur 90. le 120 km/h ainsi que le 50 n'ont pas été prévus. A vous de surveiller votre indicateur de vitesse, après tout, il est toujours valable !

Une fois l'appareil au point, on pourra le mettre dans un boîtier confectionné dans une matière plastique (plexiglas par exemple) à moins que l'on ne trouve chez le revendeur du coin le coffret normalisé qui fera ressembler votre avertisseur à n'importe quel appareil...

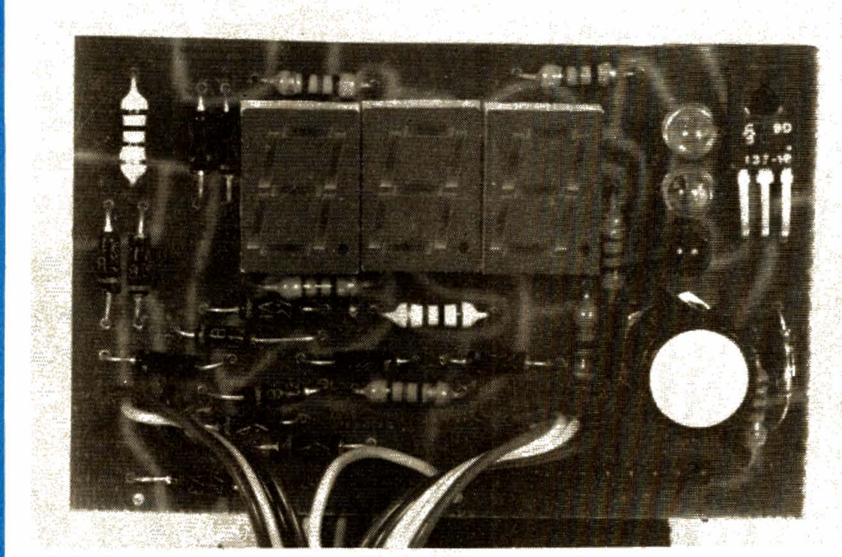


Photo C. – Le CI, les afficheurs, les diodes.

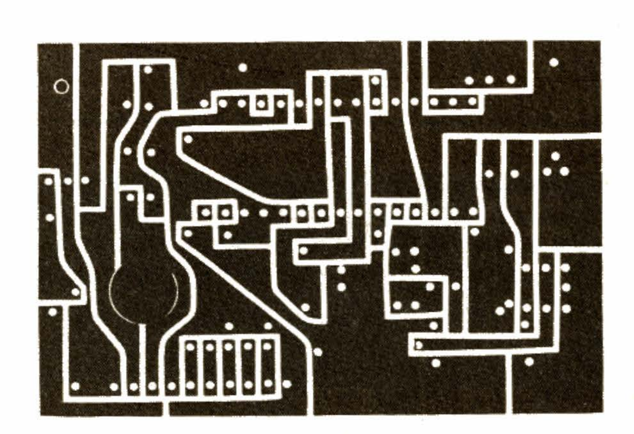


Fig. 14. – Circuit imprimé, méthode anglaise.

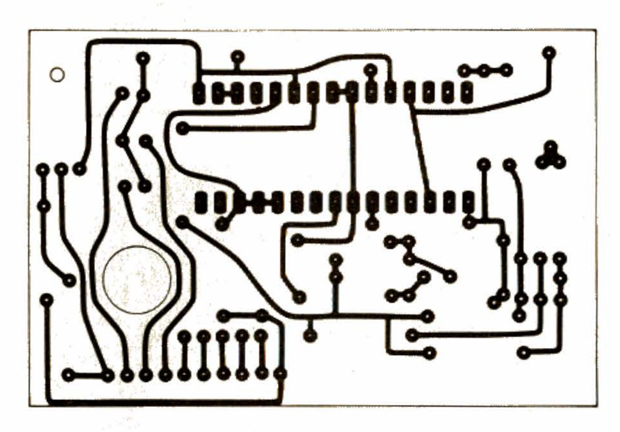


Fig. 14 bis. – Circuit imprimé traditionnel.

Passez maintenant à l'utilisation et n'allez pas narguer les radars de la gendarmerie. Ne faites pas non plus trop confiance à votre avertisseur, vous pouvez très bien oublier de changer le préréglage de vitesse. Il faudra attendre que les panneaux de limitation de vitesse émettent un signal pour que l'on puisse envisager une commutation automatique.

P.S. Inutile de nous envoyer vos P.V. pour excès de vitesse, c'est vous qui devez rester maître de votre véhicule !

Etienne LEMERY

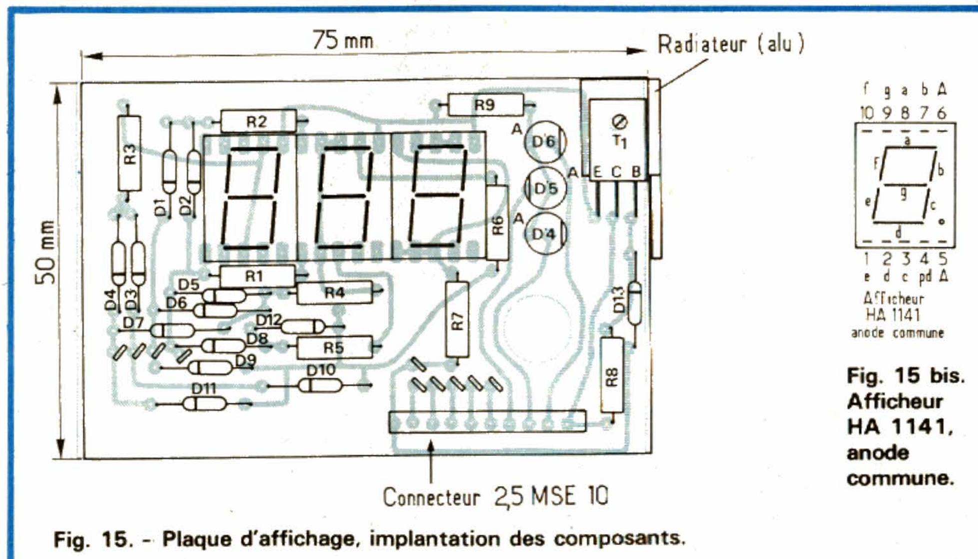


Fig. 15. – Plaque d'affichage, implantation des composants.

Fig. 15 bis. Afficheur HA 1141, anode commune.

Liste des composants

Capteur

R_1 : entre 3 kΩ et 300 kΩ (fonction de la bobine)
R_2 : 3,3 kΩ
L_1 : 1/2 pot 14/8 matériau N22 ou 28 (Siemens) ou équivalent. Fil de Litz ou émaillé sous soie
C_1 : condensateur polystyrène 470 pF
CI1 : circuit intégré TCA 205 A Siemens
Circuit imprimé, tube plastique

Circuit de mesure

R_1 : 100 Ω
R_2 : 3,3 kΩ
R_4, R_3 : 6,8 kΩ
R_5 : 10 kΩ
R_6 : 470 kΩ
R_7 : 10 kΩ
R_8 : 1,8 kΩ (5 ou 2 %)
R_9, R_{10} : 240 Ω (5 ou 2 %)
R_{11} : 330 Ω (5 % ou 2 %)
R_{12} : 680 Ω (5 % ou 2 %)
R_{13} : 12 kΩ
R_{14} : 680 Ω
R_{15} : 22 Ω 1/2 W
R_{16} : 4,7 Ω
R_{17} : varistance Siemens S 14K 14
R_{18} : 150 Ω
C_1, C_2, C_4, C_5 : condensateurs 0,1 µF, C_1 5 mm d'entraxe.
C_3 : 10 nF
D_1 : diode SI BA 127 ou 1N4148
D_2 : diode zener 6,7 ou (6,8 V)
D_3 : diode zener 15 V
D_4, D_5, D_6 : diodes LED rouge, jaune et verte
T_1 : transistor PNP BC 308 silicium
T_2 : transitor BC238 NPN silicium
CI1 : TDB0555 B (Siemens) ou NE 555
C_{12} : TCA965 (Siemens)

Afficheur

D_1 à D_{12} : diodes type 1N4148, BA127 ou 1N914
R_1, R_2, R_3, R_5, R_9 : 150 Ω
R_4 : 100 Ω
R_6 : 220 Ω
R_7 : 47 Ω
R_8 : 2,2 kΩ
T1 BD 135
D_{13} : zener 6,2 V
Afficheurs HA1141 Siemens, anode commune, rouges (ou autre couleur)
D_4, D_5, D_6 : diodes LED rouge, verte et jaune
Connecteurs Lumbert (EREL) 2,5 MBPH 10 et 2,5 MSE 10
Circuit imprimé, contacteur 2C4P

Avertisseur

R_1, R_2, R_3 : 10 kΩ
R_4 : 82 kΩ
R_5 : 10 kΩ
R_6 : 100 Ω
T_1, T_2, T_3 : BC108 ou 238
D_1 : diode BA127 ou 1N914
Haut-parleur 50 Ω, 5 cm
C_1 : condensateur 0,1 µF
C_2 : condensateur 10 nF

ALIMENTATION POUR « GLOW-PLUG »

LES moteurs qui servent à propulser les modèles réduits sont essentiellement de cinq types : électriques, à combustion externe, à combustion interne à allumage par étincelle haute tension, à combustion interne à auto allumage et à combustion interne à allumage par glow plug dite aussi « bougie luisante ».

Pour des raisons de facilité d'emploi, de fiabilité en fonctionnement et d'aspect maquette, le moteur à combustion interne avec allumage par glow plug semble se généraliser.

Le seul réel inconvénient de ce type de moteur réside dans la nécessité de posséder une source d'énergie électrique pour chauffer le filament de la « glow plug » au moment du démarrage. L'amateur fortuné possède en général une batterie cadmium-nickel de forte capacité (6 à 7 AH) et de tension nominale 1,2 V ou 2,4 V; l'amateur moins fortuné une grosse pile de 1,5 V. Ces systèmes à part, le fait qu'ils sont très coûteux au départ et qu'il faut renouveler très souvent les charges, ont un inconvénient majeur, ils ne sont pas adaptés au chauffage d'un filament de « Glow Plug ». Celui-ci, en effet, est plus adapté, nous allons le voir à être alimenté par une source de courant que par une source de tension.

Il existe pourtant sur les différents terrains où l'on rencontre les modèles réduits une source d'énergie électrique peu coûteuse, constamment disponible et rechargée, pratiquement inépuisable, la batterie de l'automobile qui a servi à amener le modéliste sur son terrain préféré. Ajoutons que pour le maniaque du modèle réduit qui se refuse à utiliser son automobile et son modèle simultanément, la batterie 12 V de son démarreur électrique, ou même une batterie cadmium nickel 12 V/ 1 A permettront à celui-ci toute liberté de déplacement.

Bien sûr, il reste à transformer cette magnifique source de tension de 12 V en une source de tension de valeur appropriée.

L'électronique vient alors à notre secours sous la forme d'un système maintenant très répandu : l'alimentation à découpage ; ce système se comporte comme un véritable transformateur de courant continu. Il présente en plus l'avantage de pouvoir se régler en tension ou en courant, d'avoir un excellent rendement en puissance (ce qui revient à dire très peu de calories à dissiper et par suite pas de radiateur) et donc ne consomme que très peu de courant sur une batterie de 12 V.

Nous avons donc réalisé une alimentation à découpage transformant le 12 V de la batterie (en fait une tension variable de 7 V à 15 V) en un courant que l'on peut ajuster par un simple potentiomètre entre 2 A et 5 A. Par ailleurs le système réalisé permet de détecter d'une manière simple le court-circuit ou le circuit ouvert de la bougie.

Signalons que cette réalisation n'utilise que des composants bien connus des amateurs.

I – Alimentation des « Glow Plug » en courant

Avant d'entrer dans le détail du circuit électronique, revenons à l'objet de notre travail : la bougie Glow Plug.

Nous avons relevé et tracé les caractéristiques tension-courant de cinq « Glow Plug » du commerce que nous possédions.

Nous présentons le relevé sur la figure 1 et le tracé sur la figure 2. Les « Glow Plug » ont comme provenance un fabricant français pour accessoires R.C., un fabricant américain de petits moteurs (pour ce type de

	Bougies petits moteurs origine U.S.		Bougies R.C. origine française		Bougies V.C.C.
100 mA	0,028 V	0,027 V	0,018 V	0,019 V	0,044 V
800 mA	0,240 V	0,240 V	0,144 V	0,0145 V	0,340 V
1A5	0,470 V	0,460 V	0,310 V	0,0300 V	0,630 V
3A	1,15 V	1,2 V	0,740 V	0,720 V	1,3 V
3A 5	1,5 V rouge	1,4 V rouge	0,770 V rouge	0,950 V rouge	1,5 V rge sombre
4 A 5	1,7 V rge blanc	1,7 V Rge blanc	0,850 V Rge blanc	1,14 V Rge blanc	1,82 V Rouge

TABLEAU 1. - Tension aux bornes d'une bougie en fonction du courant (I = 100 mA — 4 A).

bougie, la bougie et la culasse du moteur ne forment qu'une seule pièce) et la dernière un **fabricant européen d'accessoires pour VCC.**

Il est clair en regardant les courbes de la figure 2, que à part la bougie n° 5, la résistance du filament des bougies diminue très rapidement aux environs de leur point de fonctionnement normal. Cela revient aussi à dire qu'un modéliste équipé d'une batterie Cadmium Nickel de 1 V2 peut démarrer avec la bougie n° 4, grillera très certainement la n° 3 et n'arrivera jamais à démarrer avec les 1, 2, 5.

Avec une pile de 1,5 V, il est possible de démarrer un moteur équipé des bougies 1 et 2 et il est sûr de griller les bougies 3 et 4. Enfin le modéliste équipé d'une batterie au plomb de 2 V apparaît condamné au vol circulaire. En fait, il ne s'agit que d'exemple et à l'intérieur d'une même production de bougies, il est possible de rencontrer des bougies fonctionnant avec moins de 1 V ou avec plus de 2 V.

Par contre, un courant d'alimentation compris entre 3 A et 4,5 A permettra un démarrage franc du moteur et évitera de griller inutilement des bougies.

II – Générateur de courant à découpage (étage de puissance)

Le schéma utilisé pour cet étage est celui de la figure 3. Il s'agit d'une forme simplifiée d'une alimentation à découpage généralement désignée sous le nom de convertisseur abaisseur ou « Buck ».

Le transistor T_1 et la diode D_5 connectent successivement la self-inductance et la résistance de charge R_S à la tension de la batterie et à la masse. En régime permanent l'ondulation du courant dans l'inductance L reste faible ce qui revient à dire que la tension aux bornes de R_S reste à peu près constante.

Quand le transistor T_1 conduit, la tension aux bornes de l'inductance est :

$$V_{Bat.} - V_S$$

Pendant ce temps le courant a pour valeur :

$$I = \frac{V_{Bat} - V_s}{L} \int_0^{tc} dt$$

Lorsque le transistor est bloqué, la tension aux bornes de l'inductance L est : $-V_S$ (à la chute de tension dans la diode près).

Le courant pendant ce temps a pour valeur :

$$I = \frac{-V_S}{L} \int_{tc}^{tb} dt$$

Ces deux équations montrent bien que le courant dans la self induction L et par suite dans la charge, a la forme d'une dent de scie dont les pentes sont pratiquement linéaires.

Ajoutons que pour les valeurs de charges (c'est-à-dire les bougies « Glow Plug ») où nous nous trouvons, et pour la fréquence de fonctionnement choisie, l'ondulation est faible et de part et d'autre d'une composante continue.

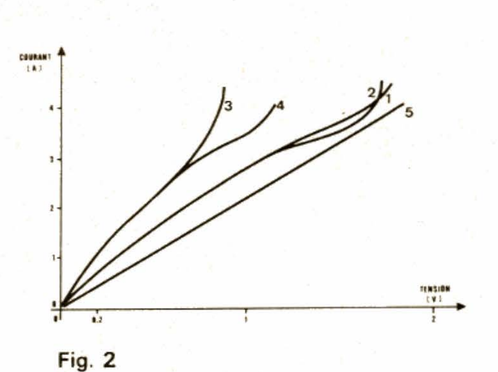


Fig. 2

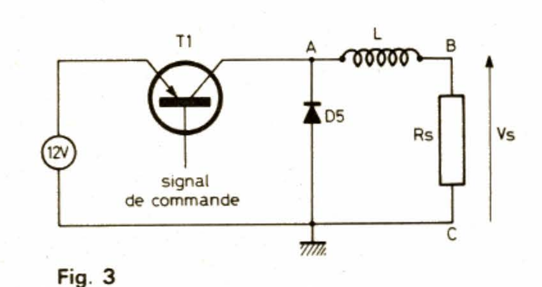


Fig. 3

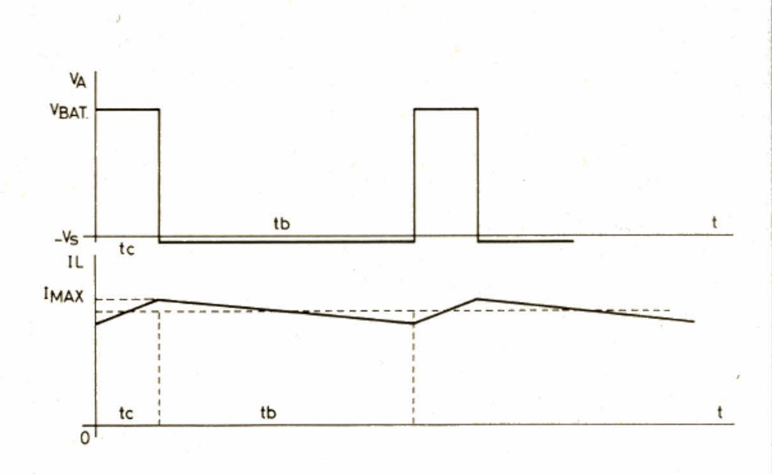


Fig. 4

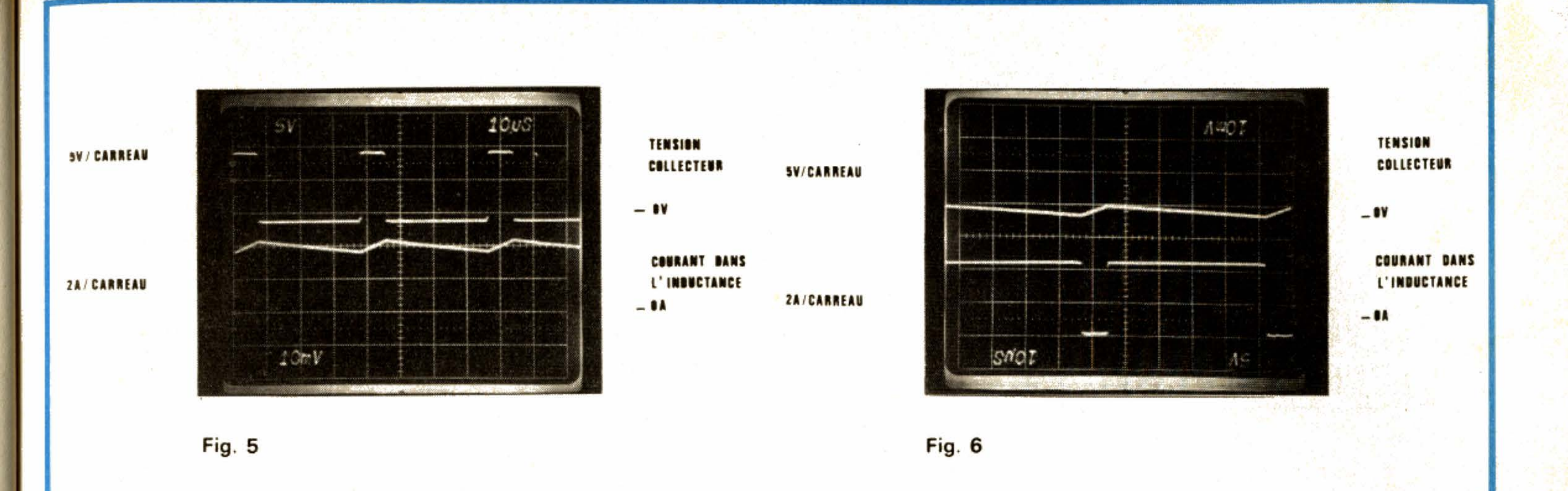


Fig. 5

Fig. 6

La résistance de charge se décompose en fait en deux parties, d'une part la résistance du filament de la bougie et, d'autre part, une résistance R_c de 0,1 Ω **destinée à mesurer le courant débité.**

La bobine L est un modèle surmoulé RI 497 – 04 distribué par Tisco. Cependant, les lecteurs qui ne pourraient pas se procurer ce composant peuvent le réaliser en bobinant 140 tours de 3 fils émaillé de 45/100ᵉ de diamètre, bobinés ensemble et soudés aux extrémités sur un mandrin en carton de 13 mm de côté.

La diode D_5 et le transistor T_1 sont des semiconducteurs rapides et on évitera de les remplacer par des équivalents qui pouraient diminuer considérablement le rendement du montage ou même empêcher totalement le fonctionnement.

Pour faire varier la puissance disponible en sortie du circuit de puissance, il suffit de faire varier le temps de conduction T_c du transistor de puissance ou le temps de blocage T_b. Le circuit de contrôle que nous utilisons est le TL 497 qui fonctionne avec un temps de conduction de l'étage de puissance constant, le temps de blocage étant variable. Quand le temps de blocage diminue le courant en sortie augmente et quand le temps de blocage augmente, le courant de sortie diminue. Le fonctionnement est illustré par les oscillogrammes des figures 5 et 6.

III – Circuit de contrôle TL 497

Le circuit TL 497 est spécialement étudié pour réaliser des alimentations à découpage avec un minimum de composants extérieurs. Il peut supporter une tension maximale de 15 V, ce qui correspond bien au maximum de tension que l'on peut rencontrer sur une batterie d'automobile. Par ailleurs, ses possibilités en courant de sortie sont de 500 mA ce qui permet, sans problème, de contrôler de plus gros transistors de puissance.

L'utilisation de ce circuit est donc particulièrement simple. Il suffit d'un condensateur de faible valeur pour fixer le temps de conduction T_c du transistor de puissance. Un tableau fourni par le constructeur permet de déterminer la valeur de ce condensateur en fonction de la valeur maximale de la fréquence de fonctionnement.

Dans le montage nous avons choisi une fréquence légèrement supérieure à 20 kHz avec un condensateur de 470 pF.

Le montage du circuit TL 497 et du transistor de puissance extérieur est réalisé

Capacité pF	5	10	20	50	100	200	500	1 000
Fréquence kHz	385	313	238	135	80,6	47,6	19,6	10

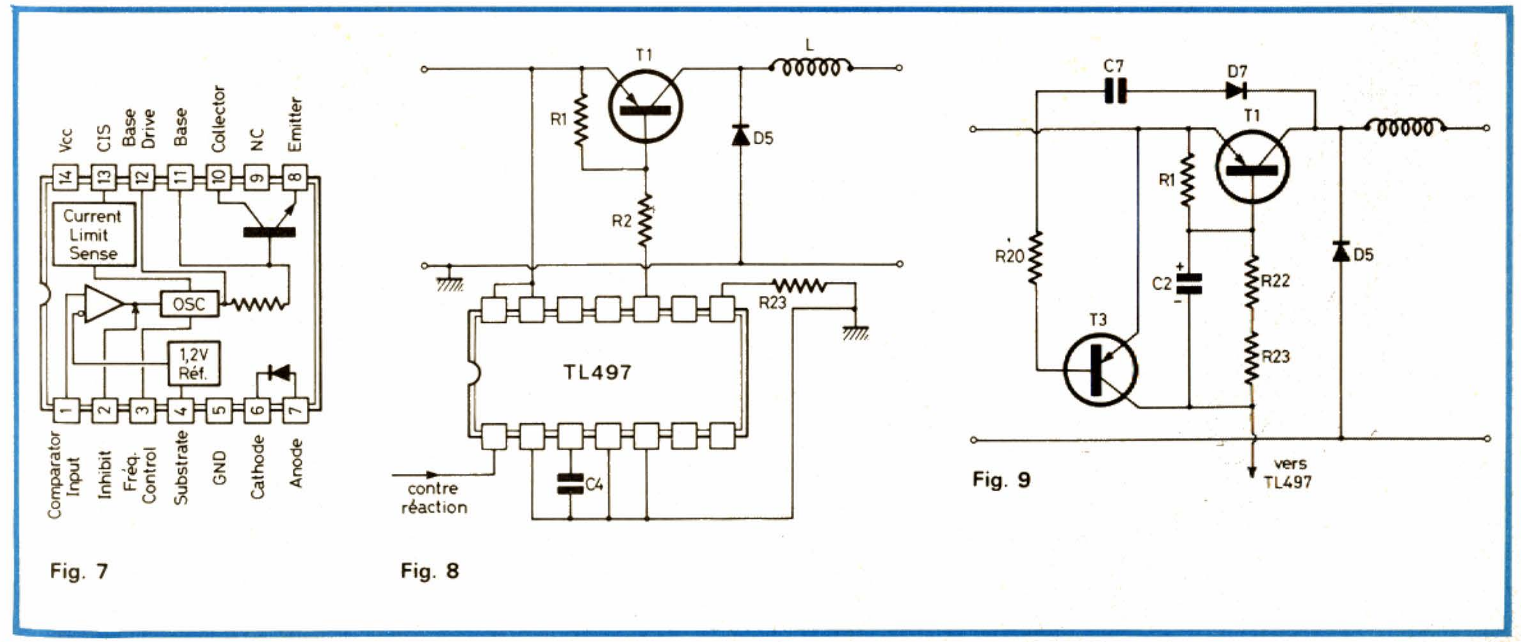


Fig. 7

Fig. 8

Fig. 9

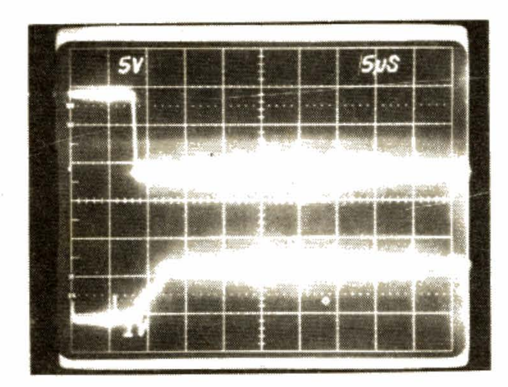
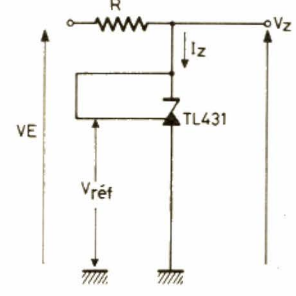


Fig. 10

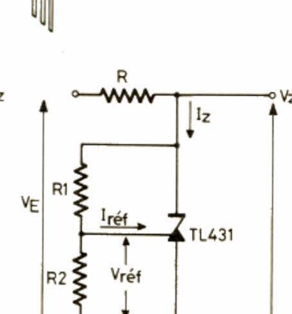
TENSION
COLLECTEUR

TENSION
BASE









$$VZ = V_{REF}\left(1 + \frac{R1}{R2}\right)$$

Fig. 11

suivant le schéma de la figure 8.

La diode se trouvant dans le circuit intégré n'est pas utilisée. Les entrées « inhibit » et de « contrôle du courant » ont été connectées respectivement à la masse et à la tension d'alimentation pour éviter un fonctionnement aléatoire.

Pour augmenter la vitesse de réponse du transistor de puissance nous avons ajouté au système, un dispositif destiné à évacuer les charges stockées dans la base du transistor (fig. 9).

Dans ces conditions, le temps de stockage du transistor de puissance est de l'ordre de 3 μs. Les résultats obtenus sont illustrés par la figure 10. Au moment où le transistor T_1 se bloque, la tension descend sur son collecteur. Le front descendant qui en découle, crée un courant dans la base du transistor de T_3 qui se met à conduire. Les charges accumulées dans le condensateur C_2 se déversent dans la base de T_1 et tend à le bloquer en annulant les charges qui s'y trouvent.

Pour compléter cet étage de puissance nous avons ajouté sur l'entrée un pont de diodes de façon à pouvoir brancher les entrées indifféremment sur les deux bornes de la batterie sans tenir compte de la polarité. Dans ce cas, le plus pratique est de connecter le montage sur la batterie à l'aide d'un fil « scindex » et de deux pinces crocodile.

IV – Mesure du courant et circuit de régulation

Comme nous l'avons déjà vue la bougie « Glow Plug » doit être alimentée en courant et non en tension c'est pourquoi nous avons construit un générateur de courant à découpage.

Le schéma de principe de la boucle de régulation est représenté sur la figure 11. Un amplificateur est chargé de mesurer le courant traversant la « Glow Plug » et d'élever la tension à une valeur suffisante pour commander l'amplificateur d'erreur du circuit intégré TL 497.

Pour mesurer le courant dans la bougie on utilise la chute de tension aux bornes d'une résistance de 0,1 Ω, traversée par le courant. Le potentiomètre P_1 permet de faire varier la tension appliquée sur l'entrée de l'amplificateur et par suite d'ajuster la valeur du courant de sortie. La résistance R_4 limite la valeur du courant à une valeur maximale ce qui évite toute destruction du filament de la « Glow Plug ». En effet lorsque le curseur du potentiomètre est en butée du côté A, la tension ramenée sur l'amplificateur serait nulle en l'absence de la résistance R_4 et le courant ne serait plus régulé et surtout plus limité si ce n'est par la destruction de la bougie. La tension ramenée sur l'entrée de l'amplificateur a pour valeur :

$$V_e = \frac{I_s \cdot R_3}{R_4 + P_1} (R_4 + P_{1\,AC})$$

ce qui, compte tenu du gain en tension de l'amplificateur correspond à une tension ramenée sur l'entrée du circuit intégré TL 497.

$$V_s = \frac{I_s \cdot R_3}{R_4 + P_1} (R_4 + P_{1\,AC}) \cdot \frac{R_{18}}{R_{17}}$$

cette tension est comparée à la tension de référence interne du circuit TL 497 (1,2 V) et le facteur de forme du signal de commande du transistor T_1, se fixe automatiquement de telle façon que $V_s = V_{réf.}$.

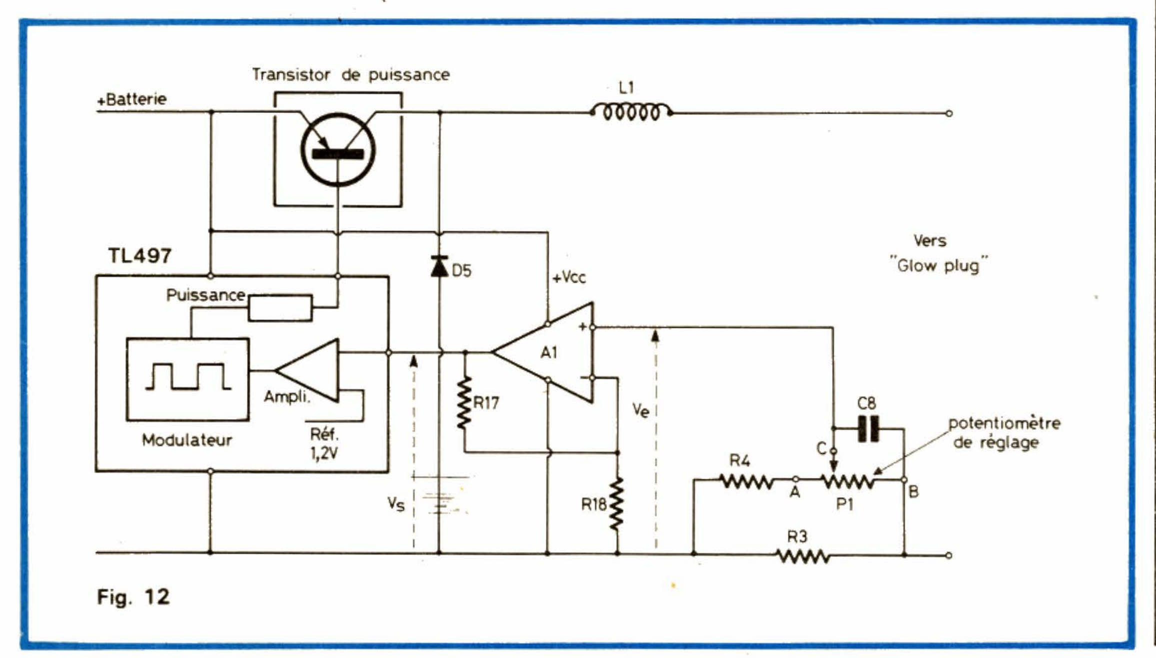


Fig. 12

Il est alors facile de calculer la valeur du courant régulé :

$$I_s = \frac{R_4 + P_1}{R_3} \times V_{réf.} \times (R_4 + P_{AC}) \times \frac{R_{18}}{R_{17}}$$

En remplaçant les résistances par leur valeur, $R_4 = 27\ k\Omega$, $P = 47\ k\Omega$, $R_3 = 0{,}1$, $R_{17} = 1$, $R_{18} = 8{,}2\ k\Omega$,

$$I_s = 108/(27 + P_{1\,AC})$$

Avec les valeurs choisies, pour les deux valeurs positions extrêmes du curseur du potentiomètre P, il correspond une valeur minimale de 1,5 A et une valeur maximale de 4 A.

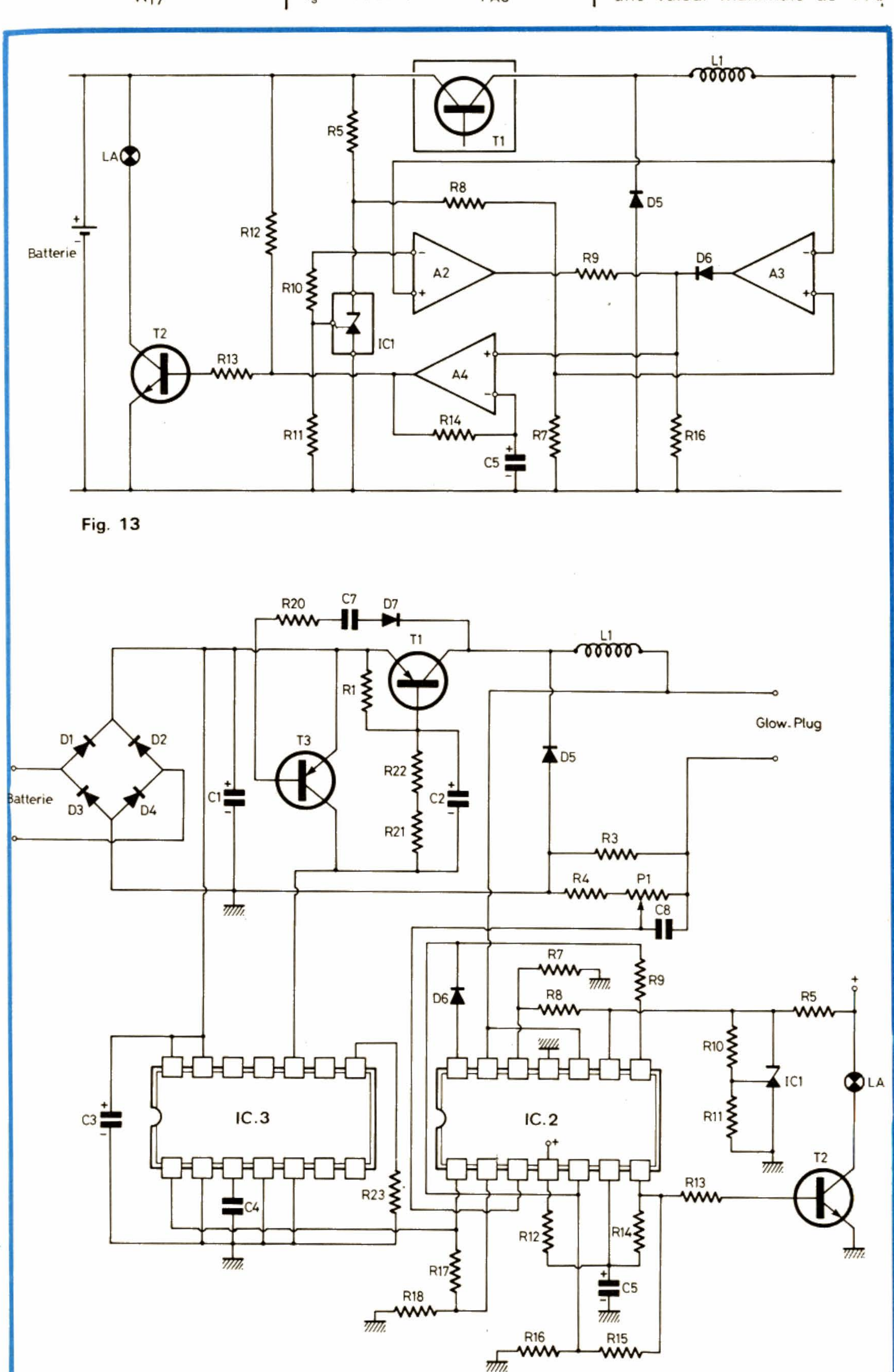


Fig. 13

Fig. 14

Ces valeurs peuvent varier d'un montage à l'autre, compte tenu de la précision des composants utilisés. Dans le fonctionnement du circuit intégré TL 497, le temps de conduction du transistor de sortie est constant (8 µs) par contre le temps de blocage est variable. Le phénomène est très visible sur les chronogrammes des figures 5 et 6. Pendant la période de conduction, le courant croît linéairement à partir d'une valeur minimale. Cette variation de courant est égale à :

$$\Delta I = \frac{V_e}{L} T_c$$

Au moment du blocage, le courant décroît linéairement jusqu'à la valeur minimale pour laquelle, la tension de sortie de l'amplificateur correspond à la tension de référence de l'amplificateur d'erreur du circuit TL 497, ce qui déclenche un nouveau cycle. Le courant recommence à croître. L'ondulation de courant étant triangulaire, la valeur moyenne exacte du courant de sortie est égale à :

$$I_s = I_m + \frac{\Delta I}{2}$$

pour une tension de batterie de 12 V :

$$\Delta I = 1{,}28\ A$$

Le courant I_s varie donc suivant la position du curseur du potentiomètre P, d'environ 2 A à 4,5 A.

V – Dispositif indicateur de mauvaises connexions (figure 13)

La tension de référence pour le dispositif est réalisée à l'aide du circuit intégré IC_1. Ce circuit intégré peut pratiquement être considéré comme une diode Zener dont la tension est programmable par deux résistances extérieures (fig. 12).

$$V_Z = 2{,}75\ (1 + \frac{R_{10}}{R_{11}})$$

$$V_Z = 3{,}2\ V$$

La tension de référence ainsi réalisée est directement appliquée sur l'entrée moins de l'amplificateur A_2 et à travers un pont de résistances sur l'entrée positive de l'amplificateur A_3. La tension correspondante est de :

$$V = 3{,}2 \frac{R_7}{R_7 + R_8} = 0{,}65 \text{ V}$$

En fonctionnement normal, avec une bougie « Glow Plug » en bon état, la tension de sortie se trouve être comprise entre 1 V et 2 V. Les sorties des deux amplificateurs A_2 et A_3 sont à un niveau bas ce qui maintient l'entrée positive de l'amplificateur A_4 pratiquement au potentiel de la masse. La sortie de cet amplificateur est bloquée à zéro, le transistor T_2 est bloqué et la lampe reste éteinte. Supposons maintenant que les fils d'alimentation arrivant à la « Glow Plug » soit en court-circuit.

La tension de sortie dans ce cas est pratiquement nulle.

La tension appliquée sur l'entrée moins de l'amplificateur A_3 étant plus faible que la référence appliquée sur l'entrée positive, la tension de sortie devient positive, ainsi que la tension sur l'entrée positive de l'amplificateur A_4. La tension de sortie de cette amplificateur est haute et le courant de base ainsi disponible provoque la conduction du transistor T_2. La lampe L_A reste allumée en permanence.

Supposons maintenant qu'il n'y ait pas de charge, soit parce que la pince à « Glow Plug » est mal placée, soit parce que le filament de la « Glow Plug » est coupé. La tension sur l'entrée négative de l'amplificateur A_2 est très supérieure à 3,2 V, la sortie de cet amplificateur reste positive. La diode D_6 est bloquée, ce qui permet d'isoler la sortie de l'amplificateur A_3.

L'entrée positive de l'amplificateur A_4 se trouve donc polarisée à travers les résistances R_9, R_{16}. Cet amplificateur est en fait câblé en oscillateur, et commande la lampe L_A par l'intermédiaire du transistor T_2.

Ce montage est très intéressant puisque avec simplement une lampe, il permet de faire directement la différence entre un circuit ouvert et un court-circuit et surtout de savoir instantanément si les fils d'alimentation de la Glow Plug sont correctement branchés.

VI – Réalisation pratique et performances

montage

Le schéma complet du dispositif est représenté sur la figure 14. Les quatre amplificateurs opérationnels utilisés pour la mesure du courant et pour la détection des mauvaises connexions sont placés dans un même boîtier à quatorze broches.

Le schéma interne d'un amplificateur du circuit utilisé, le LM 324, est représenté sur la figure 15. L'étage d'entrée est constitué par une paire de transistors PNP, ce qui autorise la mesure de faible tension par support à la masse comme dans le cas de la mesure du courant de sortie.

Le branchement sur la batterie s'effectue à travers un pont de diodes D_1, D_2, D_3, D_4. Suivant la polarité des fils de connexion le courant passe à travers les diodes D_1, D_4 ou à travers les diodes D_3, D_2. Il n'est donc plus nécessaire de faire attention à la polarité de la batterie au moment du branchement du montage. L'alimentation peut être faite à travers un simple fil double. Avec le principe du découpage que nous avons utilisé, le courant prélevé sur la batterie reste très inférieur au courant consommée par la bougie « Glow Plug ». Les courbes correspondantes sont représentées sur la figure 16. A titre d'exemple pour un courant de bougie de 4 A, le courant demandé à la batterie n'est que de 1,2 A.

Si l'on tirait directement le

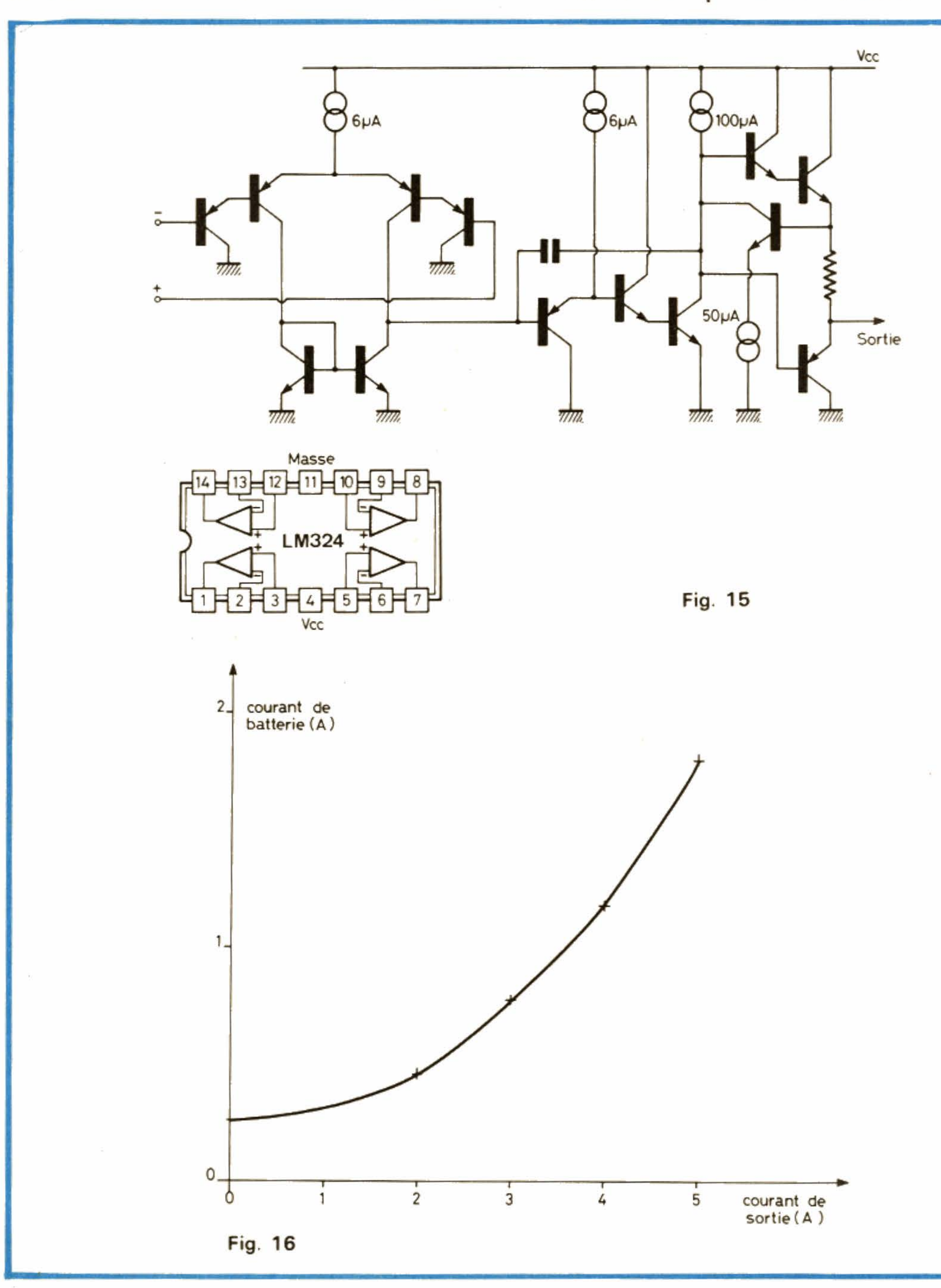


Fig. 15

Fig. 16

courant de 4 A à travers une résistance chutrice, il ne faudrait que 8 à 10 heures pour décharger complètement la batterie, et il faudrait une résistance de 40 W.

Dans notre cas, il faudrait plus de 35 à 40 heures. Comme on le voit, il est pratiquement impossible de décharger la batterie au cours d'une sortie et ceci même dans le cas où la sortie du montage resterait en court-circuit, puisque le courant de sortie reste toujours limité à la valeur de réglage. D'autre part, la limitation de ce courant à 4,5 A fait qu'il est pratiquement impossible de détruire une bougie.

La figure 17 représente le dessin du circuit imprimé et la figure 18 le plan d'implantation des composants.

VII – Conclusion

Le montage que nous venons de décrire sera très précieux pour les modélistes qui auront décidé de le réaliser.

Pratiquement l'utilisation de ce montage lui supprimera pas mal d'énervement.

Il sera toujours assuré d'avoir de bonnes connexions des fils de bougie, d'avoir une bougie en état de marche et surtout d'obtenir tout de suite un allumage correct sans risque de détruire la bougie par une surcharge de courant, ce qui est important pour un week-end de télécommande agréable.

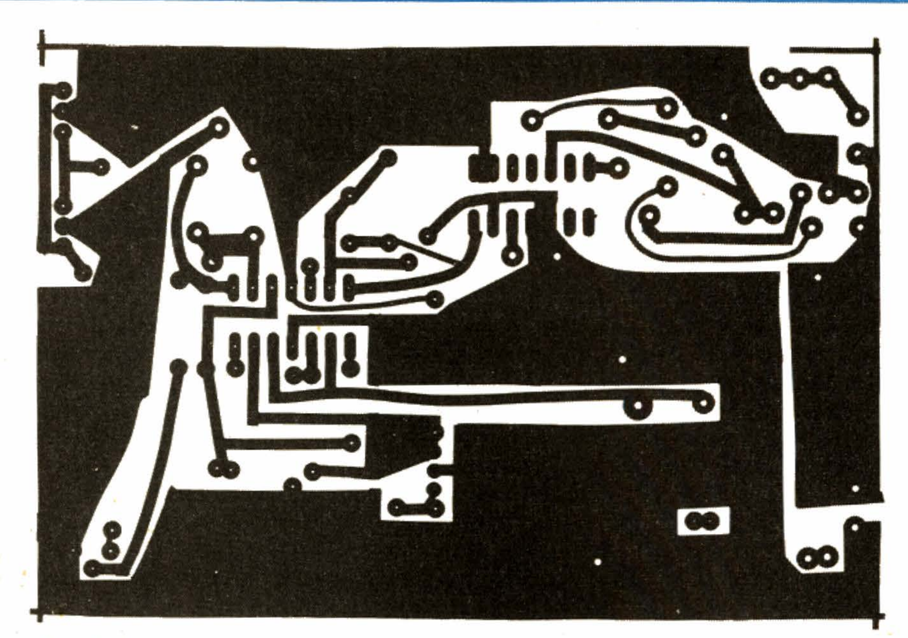


Fig. 17

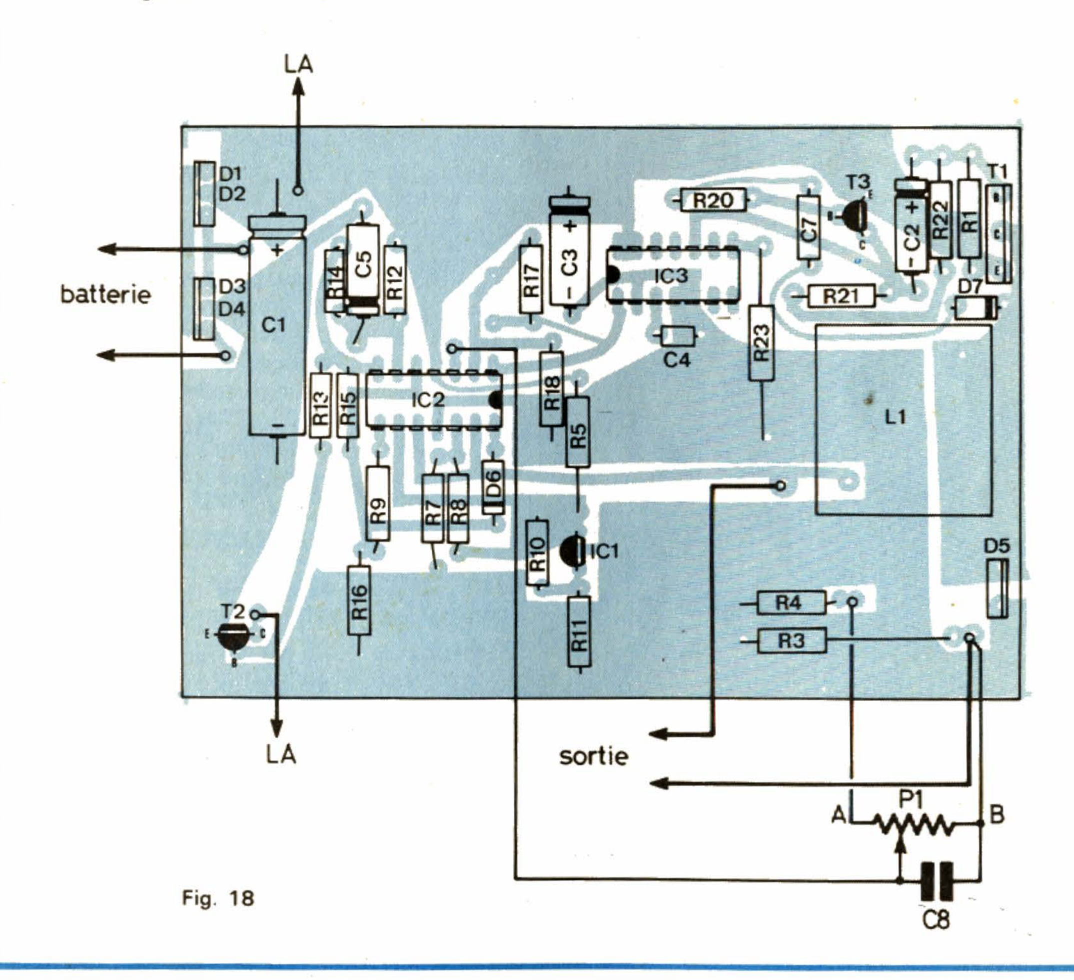


Fig. 18

Liste des composants

Composants Texas Instruments :

D_1, D_2 : TIR 202 A
D_3, D_4 : TIR 102 A
D_5 : BY 205/100
D_6, D_7 : 1N 914 ou 1N 4148
T_1 : TIP 34 ou TIP 36
T_2 : BC 517
T_3 : BC 212
IC_1 : TL 431
IC_2 : LM 324
IC_3 : TL 497
L : RI 497-04 Reliability distribué par Tisco ou self 150 μH 5 A
L_A : voyant 12 V 80 mA

Résistances 1/4 W :
R_1 : 100 Ω
R_3 : 0,1 Ω
R_4 : 27 kΩ
R_5 : 10 kΩ
R_7 : 12 kΩ
R_8 : 47 kΩ
R_9 : 1 MΩ
R_{10} : 4,7 kΩ
R_{11} : 27 kΩ
R_{12} : 1 MΩ
R_{13} : 10 kΩ
R_{14} : 82 kΩ
R_{15} : 1 MΩ
R_{16} : 1 MΩ
R_{17} : 8,2 kΩ
R_{18} : 1 kΩ
R_{20} : 220 Ω
R_{21}, R_{22} : 12 Ω 1/2 W
R_{23} : 15 Ω 1 W

P_1 : potentiomètre linéaire 47 kΩ
C_1 : 220 μF 25 V
C_2 : 10 μF 25 V
C_3 : 10 μF 25 V
C_4 : 470 pF céramique
C_5 : 2,2 μF 25 V
C_7 : 22 nF céramique.



Photo F. – Appuyez sur le déclencheur, et la photo est nette...

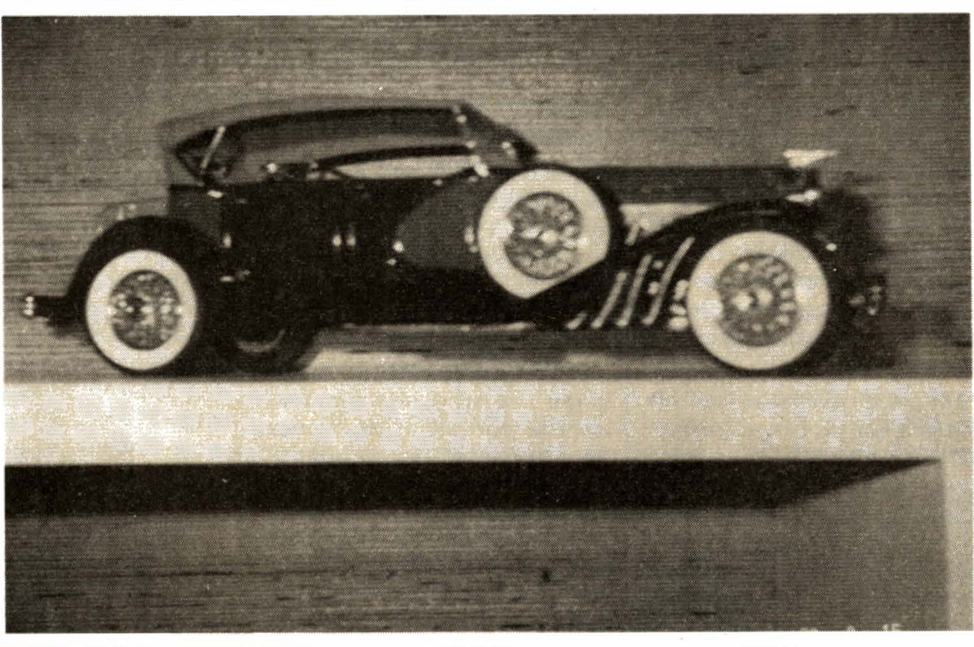


Photo G. – Il ne faut tout de même pas exagérer ! La distance minimale de prise de vue existe, l'Auto Focus n'est pas magicien ! Dans le bas, la date est imprimée.

plus vite, cette sécurité est là pour éviter une erreur de mise au point, au cas où le Visitronic n'aurait pas eu le temps de faire sa mesure.

L'alimentation de l'appareil est confiée à deux piles de type bâton de 1,5 V, elles permettent, si elles sont du type alcalines de tirer 250 éclairs.

Utilisation et essais

Le dispositif de mesure de distance est équipé d'une mémoire de mise au point. La mise au point, comme nous venons de le voir se fait pendant la première pression sur le bouton, une fois la distance acquise, on peut déplacer l'appareil pour viser un sujet plus ou moins éloigné. On pourra ainsi contrôler la netteté d'un sujet qui n'est pas centré sur la zone de mesure du Visitronic. Dans le viseur, un petit carré détermine la zone de mesure.

Le fait de faire la mesure pendant la première partie de la course peut entraîner une erreur de mise au point d'un sujet mobile. En effet, si on fait une mise au point en enfonçant légèrement le bouton de déclenchement, et que l'on tarde à déclencher, la mise en mémoire aura été faite en un point différent de celui où se trouve le sujet au moment de la prise de vue. N'hésitez donc pas à enfoncer le déclencheur d'un seul coup pour les prises de vue mobiles...

Nous avons pu faire quelques essais sur ce Fujica. Des sujets « bateaux » comme la promenade en famille, les fleurs, les rues d'un village, etc. Sans faire le moindre réglage. Résultat : 90 % de photos bonnes aussi bien pour la mise au point que pour l'exposition. Quelques flous sont dus à un non respect de la distance minimale de prise de vue, une erreur qui s'élimine dès que l'on possède la notice d'emploi. Nous avons également eu une surprise lors d'une prise de vue particulièrement contrastée (château au soleil pris depuis une allée bordée d'arbre).

Conclusion

Le bilan reste très positif, le pourcentage de bonnes photos prises n'importe comment, étant élevé. Très bon comportement de l'autofocus, même dans l'obscurité ! A acheter tout de suite pour vos prochaines vacances.

E. LEMERY

L'AMPLIFICATEUR NAD 3020



OU L'ÉCRÊTAGE EN DOUCEUR

SI nous prenons les annonces publicitaires faites aux Etats-Unis sur cette série d'amplificateurs, nous apprendrons qu'ils ont été conçus par les utilisateurs eux-mêmes. Cette série d'amplificateurs doit, en principe refléter les goûts des utilisateurs.

Les utilisateurs aiment-ils les boutons ? La réponse est simple, pas trop. En effet, cet amplificateur ne possède que trois potentiomètres, les classiques que sont les commandes de volume, de balance, de timbre. Quatre touches sélectionnent les entrées, magnétophone compris, une touche met en service la correction physiologique et une autre, assure une atténuation instantanée : touche « muting audio ». Cette touche fait presque figure de gadget au milieu des autres. Donc pas de commandes inutiles. Cinq diodes sont toutefois installées au-dessus du potentiomètre de volume pour indiquer la puissance délivrée par l'amplificateur.

L'ensemble est tout noir avec des inscriptions de couleur crème. Sur le plan fabrication, la rationnalisation est là avec un unique circuit imprimé qui part de la façade pour aboutir à l'arrière, les prises sont en effet directement installées sur le circuit imprimé.

La technique

L'originalité de cet amplificateur est un circuit dit à écrêtage doux. Les amplificateurs classiques ont une puissance de sortie limitée par la chute de la tension d'alimentation lorsque les exigences de l'amplificateur sont supérieures à la capacité de l'alimentation. Cette chute de tension d'alimentation se traduit par l'apparition d'une ondulation des crêtes de la tension amplifiée. Lors d'une pointe de puissance, la limitation se traduit par un écrêtage entraînant

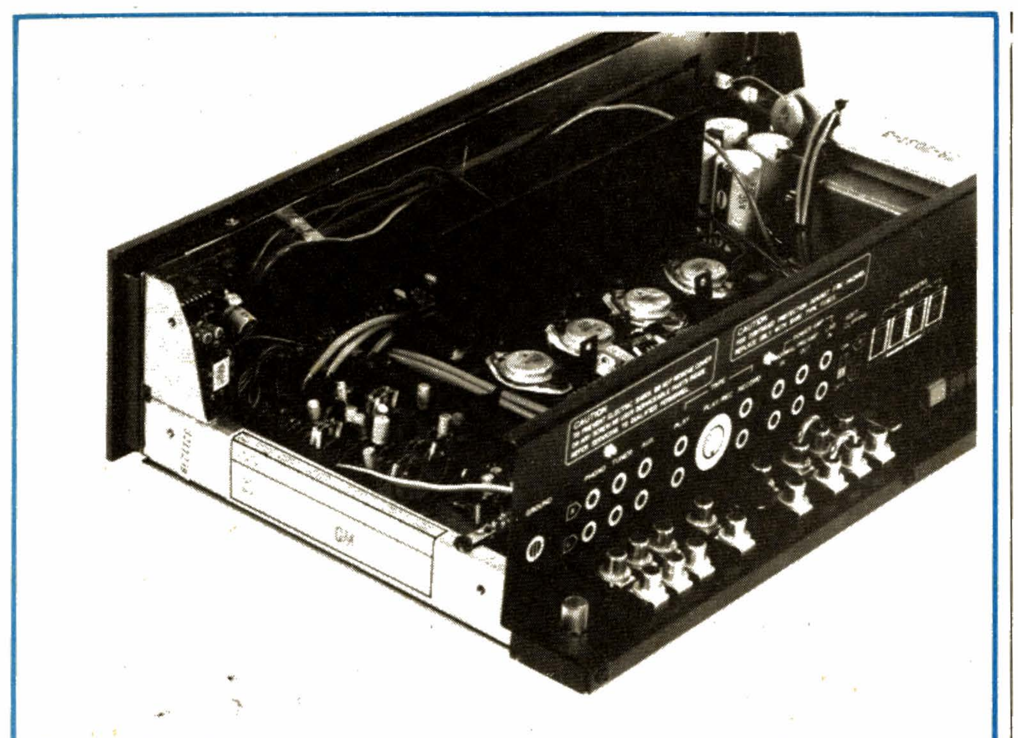


Photo A. – Les prises sont directement implantées sur le circuit imprimé. Sur le côté du châssis, la fiche de contrôle.

l'apparition d'harmoniques de rang élevé. Ces harmoniques ne sont pas très douces à l'oreille.

L'amplificateur NAD3020 est équipé d'un système d'écrêtage qui limite la puissance de sortie en assurant un écrêtage progressif. Ce système fonctionne à l'entrée de l'amplificateur de puissance, il utilise deux diodes au silicium polarisées montées tête-bêche. Les composants du pont de polarisation fixent la tension crête/crête qui sera admise à l'entrée de l'amplificateur.

Ce limiteur évitera l'apparition de saturation par l'amplificateur. Cette limitation de puissance est d'ailleurs constatée au cours des essais, lorsque l'amplificateur travaille à pleine puissance, sans l'écrêteur, son taux de distorsion est très bas, pour ne pas dire nul. Par contre, dès que l'on met en service le limiteur, la distorsion apparaît pour atteindre une valeur de quelques %, ce qui est relativement élevé. Or, comme en utilisation normale on ne sait pas si on est proche de l'écrêtage, il semble préférable, suivant le choix du constructeur, d'avoir une distorsion importante mais contrôlée qu'une distorsion faible et incontrôlée.

Les harmoniques impairs sont, paraît-il, moins musicaux que les harmoniques pairs. Le système d'écrêtage adopté ici ne favorise pas les harmoniques pairs, par contre il élimine les harmoniques impairs qui sont présents, dans un écrêtage par l'amplificateur de puissance. Par contre, on notera, avec l'arrondissement de la forme d'onde que les harmoniques de rang supérieur sont fortement atténués, ce qui contribue à moins fatiguer l'oreille.

Si l'efficacité d'un tel dispositif peut être contestée et si sa présence peut paraître commerciale, on ne peut la regretter, le circuit est très simple et ne nécessite que quelques diodes, quelques résistances et quelques condensateurs.

La mise en service du limiteur se traduit par une légère perte de puissance. Pour un taux de distorsion identique : 1 %, nous avons en effet, mesuré une puissance de sortie de 30 W, lorsque le limiteur était en service, et de 42 W, sans limiteur. Inutile de préciser que la forme des signaux n'était pas la même.

Autres particularités

Le constructeur a utilisé une paire de transistors complémentaires bien connus puisqu'il s'agit des 2N3055 et 2N2955. Ils sont utilisés avec une alimentation à point milieu. Comme ces transistors supportent chacun un courant de 15 A, le constructeur a jugé qu'ils étaient très robustes, il n'a donc pas prévu de relais de protection des sorties. Par contre, un coupe-circuit thermique est installé en sortie de chaque ampli, en cas de court-circuit, il s'enclenche et il faut attendre son refroidissement pour rétablir le circuit.

L'entrée de l'amplificateur de puissance constitue un filtre passe-bas du second ordre, un filtre qui élimine les composantes de trop haute fréquence, un filtre sans doute destiné à vaincre la distorsion d'intermodulation transitoire.

L'indication de puissance est confiée à un quintuple comparateur de Sanyo qui attaque cinq diodes électroluminescentes. Ces circuits intégrés sont définitivement rentrés dans les mœurs chez les japonais.

Signalons la présence d'un étage cascode dans le préamplificateur RIAA. Il ne comporte pas moins de cinq transistors.

Réalisation

La technique employée pour la réalisation se passe de commentaire, on sait que la main-d'œuvre coûte cher, pour la réduire, on essaie de minimiser le nombre d'opérations à faire à la main. Le câblage est ici réduit par l'utilisation du circuit imprimé de grande surface qui ne comporte toutefois ni

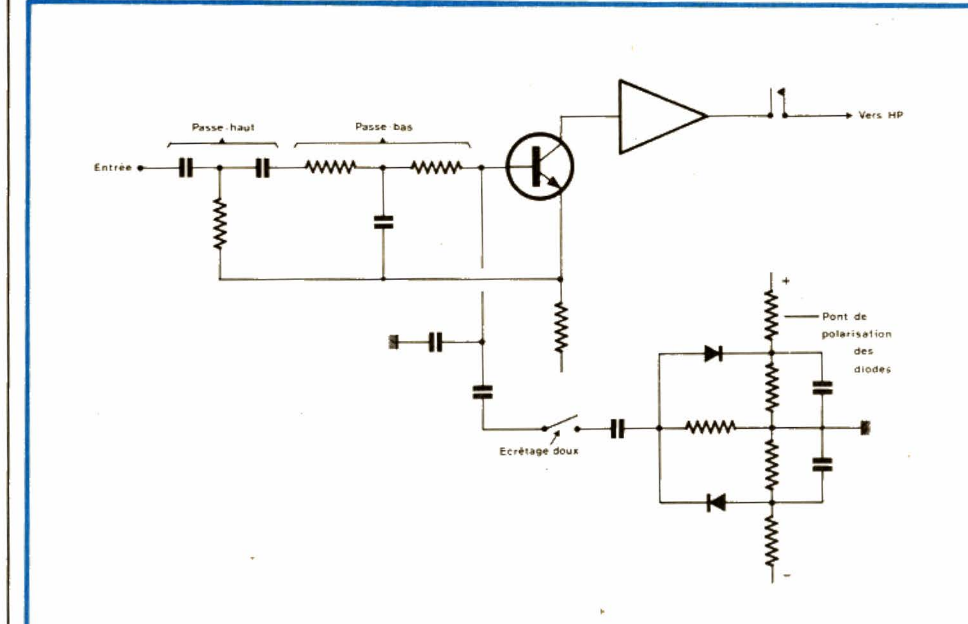
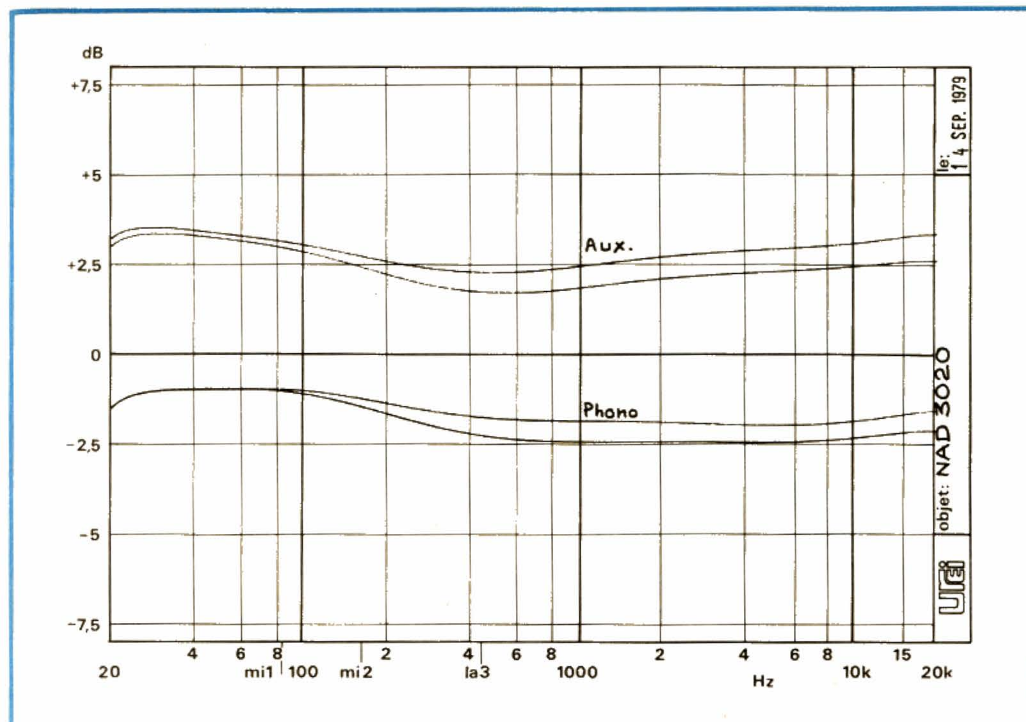
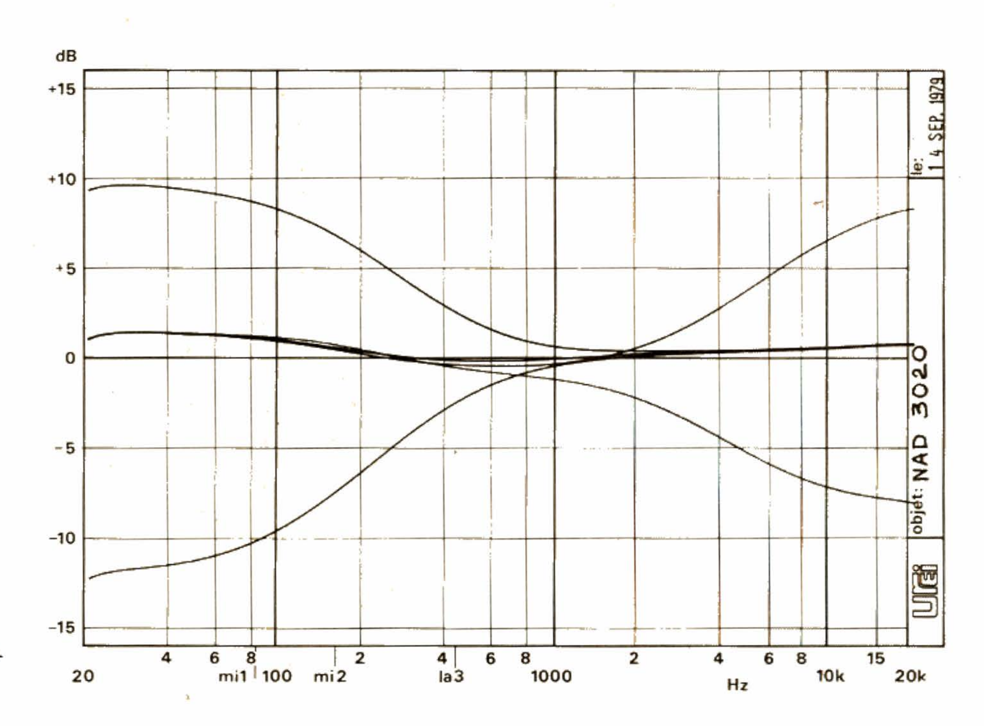


Fig. 1. – Principe de l'écrêtage « doux » et filtre d'entrée du second ordre.



Courbe A. – Courbe de réponse des entrées Phono et Auxiliaires.



Courbe B. – Courbe d'efficacité du correcteur de timbre.

l'indicateur de puissance, installé derrière la façade, ni les circuits d'alimentation. Cette disposition du circuit permet d'y installer directement les prises d'entrée et aussi celles de sortie.

Comme l'amplificateur n'est pas très puissant, les transistors de puissance sont directement montés sur une simple équerre d'aluminium qui a cependant été noircie pour faciliter l'évacuation des calories excédentaires.

Les contrôles ne semblent pas avoir été oubliés, des étiquettes collées sur le châssis sont remplies de cachets, certaines cases sont restées vides...

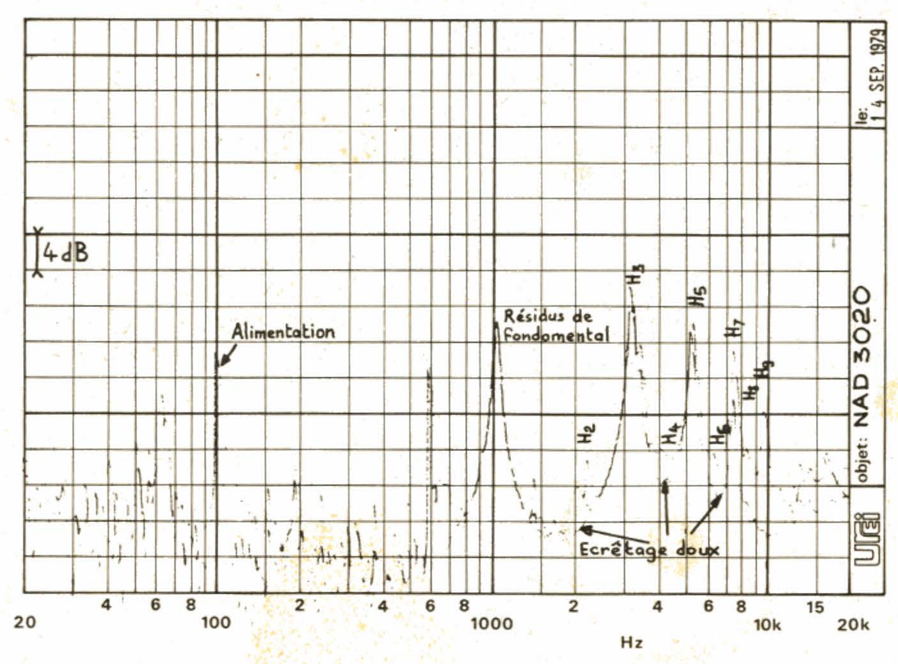
Mesures

La puissance de sortie a été mesurée sans l'intervention du limiteur et par conséquent à la limite de l'écrêtage visible. Sur 4 Ω, les deux canaux en service et pour une fréquence de 1 000 Hz, nous avons mesuré une puissance de sortie de 39 W par voie, les deux voies en service et 56 W par voie une seule en service. Sur 8 Ω, nous avons mesuré 31,2 W les deux voies en service et 38,3 W une des voies n'étant pas chargée.

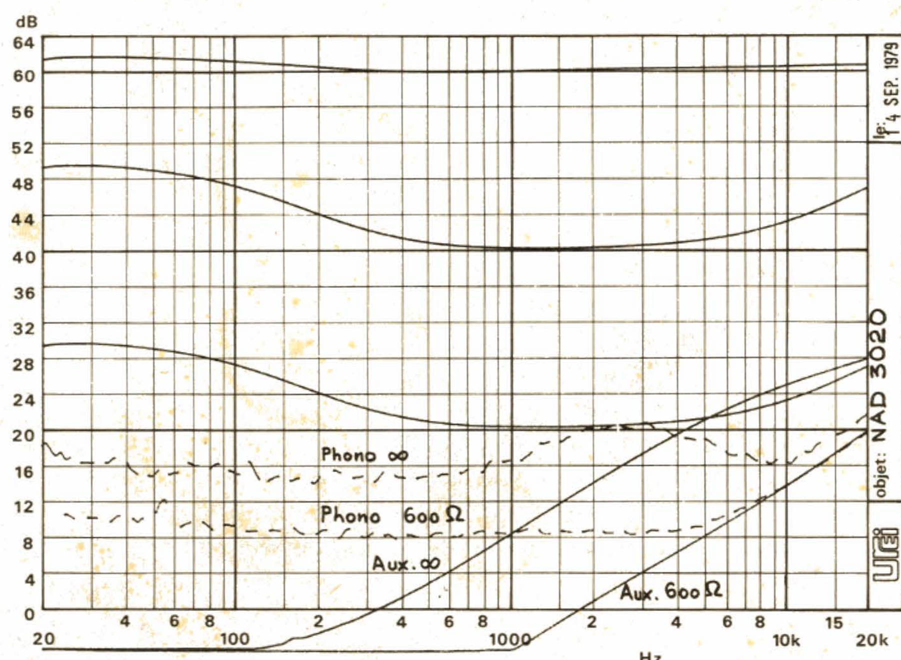
Le taux de distorsion harmonique est très faible, nous avons en effet pu mesurer moins de 0,02 % aussi bien sur 8 que sur 4 Ω, les deux canaux en service et pour les fréquences de 40 Hz, 1 000 Hz et 10 000 Hz. Le taux d'intermodulation transitoire est de moins de 0,02 % pour ces deux fréquences.

Avec l'intervention du limiteur, nous augmenterons l'intermodulation et la distorsion harmonique.

La sensibilité de l'entrée phono est de 2,5 mV, la tension de saturation de cette entrée étant de 250 mV. Le rapport signal sur bruit de l'entrée phono est de 69 dB sans pondération pour une sensibilité



Courbe C. – Spectre de distorsion avec et sans écrêtage doux, après passage dans un filtre réjecteur.



Courbe D. – Courbe de correction physiologique.

ramenée à 5 mV. La sensibilité de l'entrée auxiliaire est de 145 mV, la tension de saturation de cette entrée est de plus de 3 V. Son rapport signal/bruit est de 89 dB.

La Courbe C donne des spectres de distorsion relevés en sortie d'un distorsiomètre. Ces deux courbes sont relevées pour un taux de distorsion de 2 %, la courbe supérieure est celle relevée dans le limiteur. On note la présence d'un peu d'harmoniques pairs alors que pour l'autre courbe, on note un creux entre chaque harmonique impair. On note également une atténuation plus importante des harmoniques de rang élevé lorsque le limiteur est en service.

Les autres courbes montrent l'efficacité du correcteur de timbre, une efficacité volontairement modeste. Nous donnons aussi les courbes de réponse des entrées dilatées, on note qu'au milieu de leur course, les potentiomètres de timbre ne donnent pas de courbe de réponse rigoureusement linéaire.

La courbe de correction physiologique, mesurée pour plusieurs atténuations : 20 et 40 dB montrent le relevé des deux extrémités du spectre. Sur cette courbe, nous montrons également la diaphonie des voies gauche et droite. Les courbes sont bien entendu meilleures lorsque les entrées sont court-circuitées.

Conclusion

Technique intéressante, bonne construction et excellentes performances, telles sont les caractéristiques essentielles de ce petit amplificateur. Il n'est pas trop complexe à utiliser et permettra d'utiliser pratiquement toutes les enceintes du marché. Pour ceux qui ne sont pas encore saisis par la boutonnite !

E. LEMERY

POMPES SOLAIRES PHOTOVOLTAIQUES

(Suite. Voir n° 1648)

II – Les différents systèmes en fonction des applications ou des types de contraintes

La première partie de cet article tentait d'illustrer pourquoi certaines affirmations catégoriques dans le domaine des pompes solaires ne s'appliquent souvent qu'à des cas idéalisés. La pratique de l'ingénierie solaire impose plutôt une vue d'ensemble, pluridisciplinaire. Les différentes contraintes imposées par les caractéristiques du matériel disponible (y compris la source d'eau et l'application) ne permettent pas d'aboutir à une performance globale équivalente au produit des meilleures performances individuelles, mais conduisent toujours à un compromis.

Fin 1974 la première pompe solaire photovoltaïque pilote était installée au LEP, dans la région parisienne, pour démontrer que la voie photovoltaïque offre d'excellentes perspectives. Cet effort de promotion, quelque peu inhabituel pour un laboratoire de recherche, était justifié quand on considère l'ampleur qu'a prise cette ingénierie nouvelle.

Il est maintenant possible d'établir une sorte de premier bilan des approches pratiques possibles, la plupart ayant fait l'objet de réalisations, chacune avec ses avantages et ses désavantages. Cette deuxième partie de l'article s'y emploie en décrivant des systèmes de pompage à énergie photovoltaïque avec et sans batterie-tampon, avec panneaux solaires fixes et mobiles, avec intégration ou non dans des projets d'usage plus général. La batterie-tampon permet de pomper de jour et de nuit et d'alimenter des accessoires électriques ; sa suppression élimine un élément nécessitant surveillance et entretien ; les problèmes et solutions d'adaptation sont différents dans les deux cas ; une ou plusieurs petites batteries-tampon sont souvent inévitables pour les besoins minimaux de la nuit (éclairage, signalisation et communication). La poursuite solaire donne un gain d'énergie journalière appréciable et peut simplifier l'adaptation ; l'emploi d'un onduleur, qui peut avoir un excellent rendement, assure en même temps la compatibilité avec la presque totalité des appareils électriques les plus répandus de toutes sortes, ce qui augmente encore l'intérêt de l'installation. Dans presque tous les cas il a été supposé que les conditions d'ensoleillement sont excellentes (c'est d'ailleurs là que se trouve le créneau des applications) ; dans le cas contraire il faut, presque obligatoirement, avoir recours à des dispositifs de stockage d'énergie (batterie-tampon si cette énergie est du type électrique).

II – A – Panneaux fixes et batterie-tampon

En 1974 la pompe solaire photovoltaïque était encore du domaine des pionniers : il n'était donc pas indispensable

de compliquer les démonstrations par une infrastructure mécanique qui aurait demandé un effort supplémentaire, bien que cela eût accentué la différence avec la pompe solaire à capteurs thermiques plans. Pour les pompes qui suivent, le support des modules photovoltaïques est donc très robuste ; il est toutefois possible de corriger l'inclinaison quelques fois par an, suivant la saison, et de maintenir l'orientation choisie par simple boulonnage.

L'emploi de la batterie-tampon était imposé pour permettre de pomper quand on veut, même la nuit, et afin de pouvoir alimenter également des accessoires électriques de toutes sortes.

II – A – 1 –
Pompe solaire LEP

L'objectif était de démontrer que même une toute petite station de pompage, avec un générateur photovoltaïque d'une puissance crête de 100 à 300 W par exemple, peut avoir un rendement global très acceptable, même en utilisant une pompe du commerce (on sait que les pompes de 100 à 300 W n'ont pas un bon rendement).

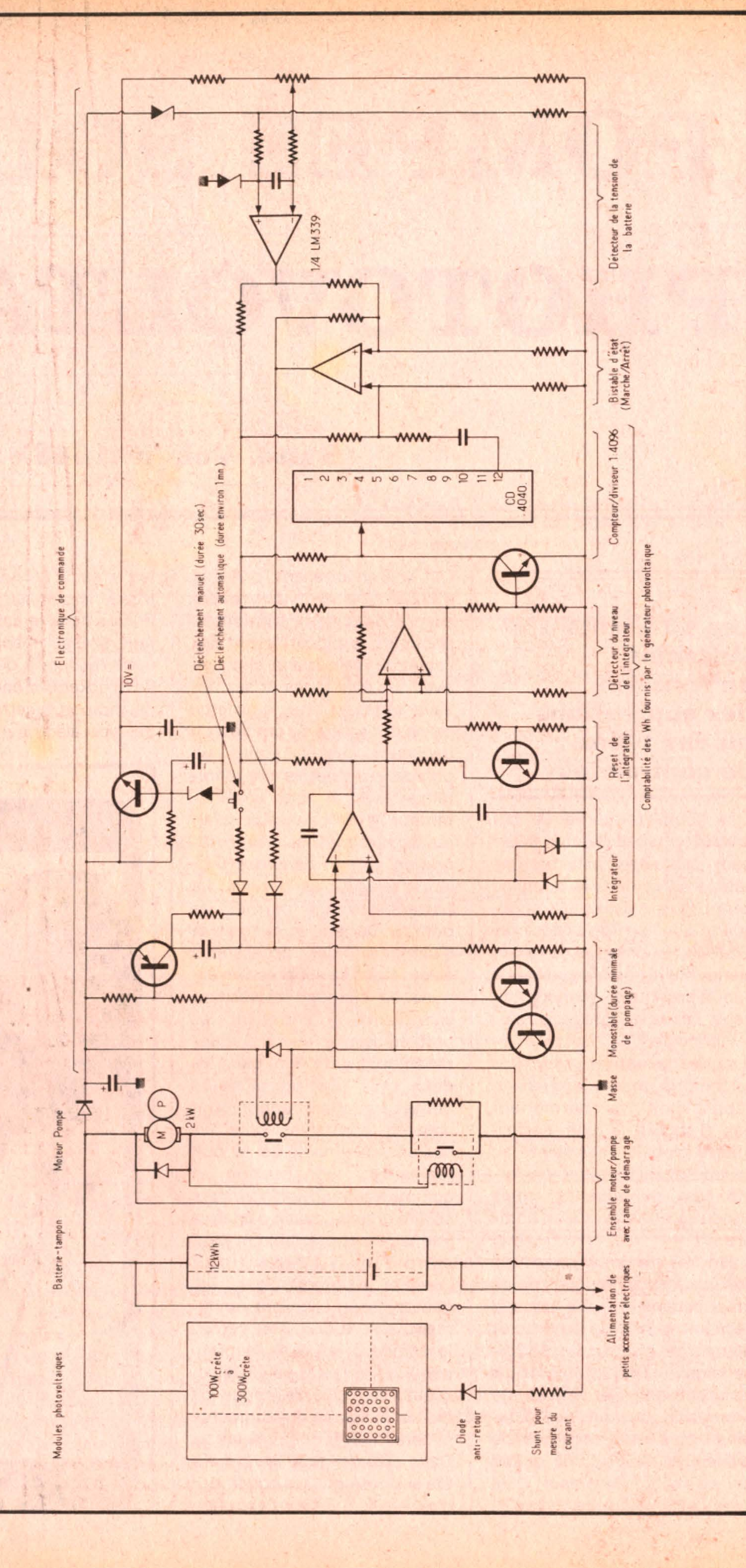


Fig. 5. – Schéma pompe solaire LEP.
La puissance de l'ensemble moteur/pompe est bien supérieure à la puissance crête de l'ensemble des modules photovoltaïques, d'où fonctionnement intermittent à haut rendement. La cadence des cycles de pompage (d'environ une minute chacun) est proportionnelle à la puissance fournie par les photopiles (donc à leur nombre ainsi qu'au niveau d'ensoleillement capté).

Un cycle de pompage est déclenché automatiquement **dès qu'une quantité prédéterminée de Wh a été fournie par les photopiles ; ce cycle est** automatiquement **terminé dès que la tension de la batterie est tombée à une valeur limite inférieure prédéterminée (durée environ une minute).**

On peut lancer, manuellement (même la nuit), **un ou plusieurs cycles de pompage d'une durée d'environ trente secondes chacun (déterminée par le monostable) ; dans ce cas le ou les premiers cycles automatiques suivants seront plus courts que normalement.**

Les différentes constantes de temps peuvent facilement être adaptées à d'autres exigences. Différents petits accessoires électriques peuvent être branchés directement sur la batterie-tampon. L'électronique de commande a une consommation très basse, négligeable dans la pratique.

1976
succès sur mars !

...un objectif précis une route sûre... à 340 millions de km de la Terre, la sonde VIKING 1, atterrit sur Mars et l'examine.

infra

TRIOMPHE DE L'ELECTRONIQUE L'ELECTRONIQUE PEUT TOUT !

quel électronicien serez-vous ?

Vous ne pouvez le savoir à l'avance ; le marché de l'emploi décidera.

seule chose certaine, c'est qu'il vous faut une large formation professionnelle afin de pouvoir accéder à n'importe laquelle des innombrables spécifications de l'Electronique.

Une formation INFRA qui ne vous laissera jamais au dépourvu : INFRA...

cours progressifs par correspondance RADIO-TV-ELECTRONIQUE

COURS POUR TOUS NIVEAUX D'INSTRUCTION

ÉLÉMENTAIRE, MOYEN, SUPÉRIEUR

■

Formation, Perfectionnement, Spécialisation. Cours utiles aux candidats des carrières de l'industrie privée et aux candidats des diplômes d'état. (CAP - BEP - BP - BTS, etc. Formation théorique). Orientation professionnelles - Facilités de placement.

TRAVAUX PRATIQUES
(facultatifs)

Sur matériel d'études professionnel ultra-moderne à transistors.
MÉTHODE PÉDAGOGIQUE INÉDITE «Radio - TV - Service» : Technique soudure – Technique montage - câblage - construction – Technique vérification - essai - dépannage - alignement - mise au point. Nombreux montages possibles. Circuits imprimés. Plans de montage et schémas très détaillés.
FOURNITURE : Tous composants, outillage et appareils de mesure, trousse de base du Radio-Electronicien sur demande.

NOUVEAUX PROGRAMMES

★ TECHNICIEN
Radio Electronicien et T.V.
Monteur, chef-monteur, dépanneur-aligneur, metteur au point.
NIVEAU DEPART : **BEPC** - Durée 1 an.

★ INGÉNIEUR
Radio Electronicien et T.V.
Accès aux échelons les plus élevés de la hiérarchie professionnelle.
NIVEAU DEPART : **BAC MATH** - Durée 3 ans. (Plate-forme de départ)

★ TECHNICIEN SUPÉRIEUR
Radio Electronicien et T.V.
Agent Technique Principal et Sous-Ingénieur.
NIVEAU DEPART : **BEPC-BAC** - Durée 2 ans.

AUTRES SECTIONS D'ENSEIGNEMENT :
— DESSIN INDUSTRIEL.
— AVIATION.
— AUTOMOBILE.
— ELECTROTECHNIQUE.

infra
INSTITUT FRANCE ÉLECTRONIQUE

24, RUE JEAN-MERMOZ • PARIS 8e • Tél. : 225.74-65
Metro : Saint-Philippe du Roule et F. D. Roosevelt - Champs-Elysees

ENSEIGNEMENT PRIVÉ A DISTANCE

BON *à découper ou à recopier*

VEUILLEZ M'ADRESSER SANS ENGAGEMENT VOTRE DOCUMENTATION GRATUITE HR

(ci-joint 4 timbres pour frais d'envoi)



Degré choisi ....

NOM .... PRÉNOM ....

ADRESSE ....

....

NOUVELLE SECTION : ÉLECTRICITÉ GÉNÉRALE ET ÉLECTROTECHNIQUE

Dans la région parisienne un générateur photovoltaïque de **100 $W_{crête}$** fournit une énergie journalière d'environ 250 Wh en moyenne sur l'année. Faisons un rapide calcul pour un puits d'une profondeur de **16 mètres** en supposant toutes les pertes nulles :

$$\int U \cdot I \, dt = \int Q \cdot H \, dt$$

On aurait donc :

250 Wh = 864 000 Ws = 864 000 Nm
= H (en mètre) x débit journalier d'eau (en Newton)

Ou encore :

débit journalier d'eau

$$= \frac{864\,000}{16} N = 54\,000 \text{ N}$$

$$\simeq 5{,}5 \cdot 10^3 \text{ kg} = 5{,}5 \text{ m}^3 \text{ d'eau}$$

Ce chiffre purement hypothétique deviendrait 2 m^3 si le rendement total de l'installation était de 36 %. La solution se trouve dans l'emploi d'une pompe sur-puissante qui peut avoir le rendement voulu et que l'on fait fonctionner par intermittence.

Une pompe centrifuge d'environ 2 kW était retenue, entraînée par un moteur courant continu à aimant permanent. L'eau d'un petit bassin à hauteur du sol était refoulée dans une tour de 16 mètres de hauteur et retombait librement sans effet d'aspiration. Le rendement de l'ensemble moteur + pompe + tuyauterie était mesuré : 50 % pour un débit de 21,5 m^3/heure. Le rendement de la batterie-tampon (d'une capacité de 12 kWh) était d'environ 75 %, en tenant compte également de l'adaptation modules photovoltaïques, batterie-tampon. Ceci donne un débit journalier d'eau (en moyenne sur l'année) légèrement supérieur à 2 m^3. Comme une heure de pompage ininterrompu correspond à une quantité d'eau pompée d'un peu plus de 20 m^3, on voit que pour ces 2 m^3 par jour la pompe n'est en service qu'environ 6 minutes par jour, en moyenne sur l'année. Ces 6 minutes peuvent correspondre à six cycles de pompage de 1 minute chacun : en été il y a davantage de cycles de pompage par jour, en hiver moins. Chaque cycle correspond alors à environ 330 litres d'eau pompée sur une hauteur de 16 mètres.

Les 330 litres d'eau pompée par cycle peuvent correspondre à des variations rapides et importantes du niveau d'eau d'un puits, ce qui peut nuire, à la longue, à la bonne tenue de ses caractéristiques. Il est alors possible de réduire la durée d'un cycle (par exemple de 1/2 minute pour tel diamètre de puits) tout en augmentant dans la même proportion le nombre de cycles par 24 heures.

Une autre illustration de la souplesse qu'offre cette installation est la suivante. Si la quantité journalière d'eau demandée est plus forte (soit pour le même puits quand les besoins augmentent ultérieurement, soit pour un autre puits utilisant la même pompe), il suffit d'augmenter simplement le nombre de modules photovoltaïques dans les limites imposées par la capacité du puits. Par exemple, en passant d'un générateur photovoltaïque de 100 $W_{crête}$ à 300 $W_{crête}$, sans aucune autre modification de l'installation on triple le débit journalier : au lieu de six cycles journaliers de pompage de 1 minute chacun, on obtient dix-huit cycles de 1 minute chacun (en moyenne sur l'année et toujours dans la région parisienne !). Comme le coût du générateur photovoltaïque constitue une part importante du coût total de l'installation, cette approche offre l'avantage que l'on peut commencer par un investissement modeste nécessaire à la satisfaction des premiers besoins minimaux : la future extension, en fonction des besoins accrus et du budget disponible, sera très aisée. La figure 5 montre l'essentiel du schéma adopté. En fait l'ensemble est un peu plus complexe du fait des mesures qui étaient à faire pour vérifier les performances. On note l'emploi d'un compteur diviseur dans l'intégrateur, ce qui permet de traiter des phénomènes très lents.

La figure 6 illustre, pour une journée particulièrement ensoleillée, la façon dont sont engendrés les cycles de pompage ; l'approche adoptée protège la batterie-tampon contre des décharges trop profondes.

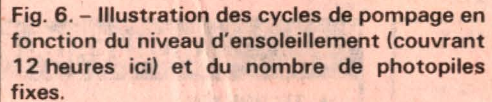
La figure 7, enfin, montre quelques relevés concernant directement la pompe centrifuge (+ moteur et tuyauterie).

Le caractère intermittent de pompage fait qu'il y a des pointes de puissance électrique et de puissance hydraulique très élevées pour des valeurs moyennes relativement petites. Aussi ne faut-il pas vouloir économiser sur le prix des liaisons électriques et hydrauliques : dans les deux domaines, il faut choisir des diamètres amples sinon on peut perdre facilement 10 % de la puissance.

II – A – 2 –
Pompe solaire
IUT Dakar/LEP

Ce projet était réalisé début 1976 grâce à une étude sous contrat DGRST (Délégation Générale à la Recherche Scientifique et Technique, organisme gouvernemental français).

Objectifs : pompage de jour avec possibilité de pomper aussi la nuit en cas de besoin ; possibilité de brancher des petits appareils électriques annexes. Tout ceci impose un stockage d'énergie par batterie-tampon. Un autre objectif était de mieux pouvoir tenir compte des caractéristiques des puits tels qu'on les rencontre fréquemment, c'est-à-dire pompage plus régulier (par exemple un seul long cycle par jour) et conditionné par les niveaux d'eau du puits et du réservoir. Profiter, ensuite, des nouvelles conditions pour diminuer la capacité de la bat-



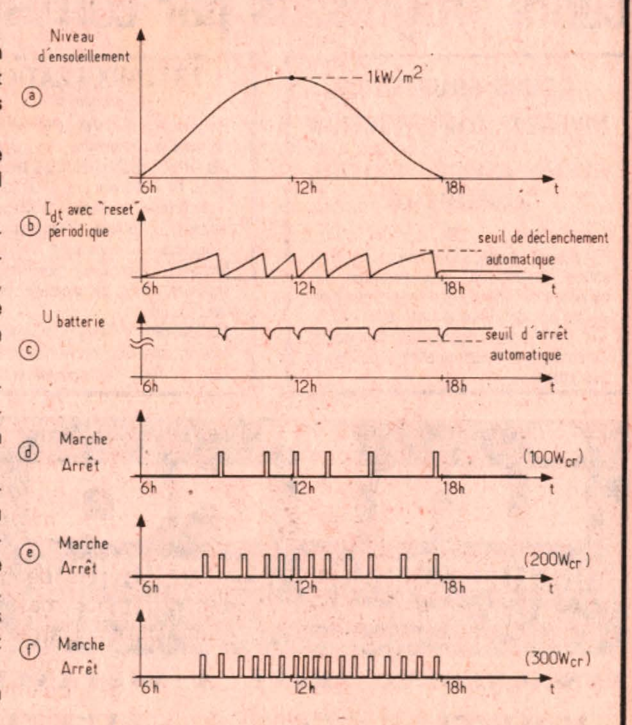


Fig. 6. – Illustration des cycles de pompage en fonction du niveau d'ensoleillement (couvrant 12 heures ici) et du nombre de photopiles fixes.

a) Évolution journalière de la puissance solaire captée par temps très clair, équatorial par exemple.

b) La sortie de l'intégrateur : la crête équivaut ici à environ 120 Wh fournis par les photopiles (4096 impulsions dans le compteur), soit 1/6 de l'énergie journalière dans le cas de 100 W crête. Ces 120 Wh deviennent 90 Wh à la sortie de la batterie.

c) La tension de la batterie chute brusquement au démarrage (résistance interne) et descend ensuite plus lentement du fait de la décharge.

d) Il y a pompage entre le moment où l'intégrateur atteint sa valeur crête et le moment où la tension batterie est tombée au seuil inférieur : trois minutes si moteur + pompe consomment 1,8 kW et ceci six fois par jour.

e) En doublant le nombre de photopiles, les 20 Wh sont accumulés en moitié de temps et il y a donc 12 cycles de pompage par jour.

f) En triplant le nombre de photopiles, il y a 18 cycles de pompage par jour.

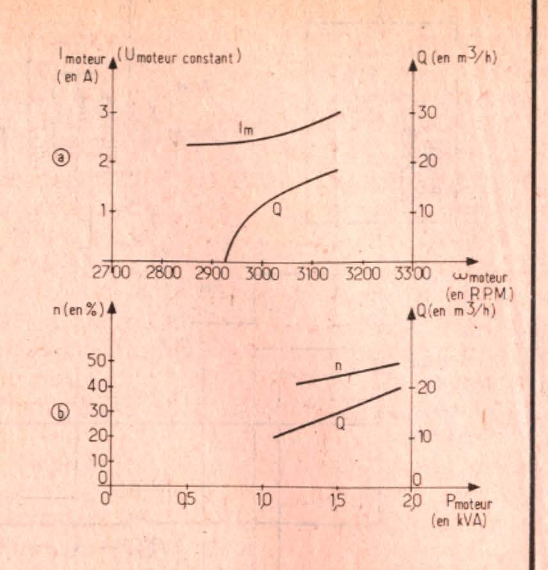


Fig. 7. – Quelques courbes relatives à la pompe centrifuge.

a) Essais avec un moteur triphasé avec différents rapports de transmission par poulies et courroie. L'eau est refoulée dans une tour de 16 mètres de hauteur. Il y a une vitesse limite inférieure en dessous de laquelle l'eau refoulée n'atteint plus les 16 mètres, ne sort plus de la tour et ne donne plus lieu à un pompage réel.

b) Essais avec un moteur du type courant continu à aimant permanent. En jouant sur sa tension, sa vitesse varie (> 2950 tr/mn) ainsi que sa puissance. Le rendement est fonction de la puissance ; il comprend plusieurs facteurs : moteur, accouplement, pompe, clapet anti-retour, crépine, compteur d'eau, tuyauteries rectiligne et coudée.

terie-tampon, qui dans le cas précédent devait être relativement élevée afin de pouvoir supporter les crêtes de puissance lors des cycles brefs de pompage. Enfin, utiliser une pompe volumétrique, capable de couvrir facilement une large plage de profondeurs de pompage et ayant une courbe de rendement en fonction de la vitesse du moteur CC (et donc de la tension de batterie) peu pointue.

La solution retenue était une pompe à piston simple effet au fond d'un puits de 10 mètres, la liaison entre piston et motoréducteur (en surface) étant assurée par une tige métallique. Le moteur est du type courant continu (CC) à aimant permanent. Puissance crête du générateur photovoltaïque environ 450 W (40 modules BPX 47 A fixes). Puissance moteur/pompe pour le débit demandé : 300 W avec $\eta \simeq 20$ % (mais 50 % dans le cas de pompage à une profondeur de 50 mètres).

On voit que, par ce choix de puissances relatives, l'ensemble moteur/pompe peut être alimenté directement par les photopiles pendant plusieurs heures par jour, par exemple de 8 h 30 à 15 h 30. Toute l'énergie reçue avant 8 h 30 est stockée dans la batterie, ainsi que tout excédent entre 8 h 30 et 15 h 30, le pompage étant démarré automatiquement à 8 h 30. L'énergie électrique ainsi stockée chaque jour dans la batterie peut être rendue progressivement à partir de 15 h 30 quand la puissance fournie par les photopiles commence à tomber en dessous de 300 W. Ceci permet de prolonger le pompage au-delà de la tombée de la nuit. Cette énergie peut également être utilisée à d'autres moments et à d'autres usages.

Contrairement à l'approche précédente, où pratiquement toute l'énergie électrique journalière est véhiculée par la batterie-tampon (et y subit des pertes de l'ordre de 25 %), dans la présente approche seul un tiers de l'énergie transite par la batterie, ce qui réduit les pertes par rapport à l'énergie totale journalière à moins de 10 % maintenant.

Cette installation à Dakar était du type expérimental, s'inscrivait dans le cadre d'une action de formation d'étudiants dans cette discipline et elle était donc gérée par une électronique de commande beaucoup plus sophistiquée que celle qui aurait été suffisante pour une installation de pompage purement utilitaire. L'automatisme devait permettre le choix entre plusieurs modes de fonctionnement : (I) automatique adaptatif, (II) automatique minuté, (III) manuel minuté.

Les mesures de protection des différents matériels sont primordiales. L'arrêt de pompage est provoqué automatiquement dès qu'une ou plusieurs des conditions suivantes se présentent :

– niveau d'eau du puits trop bas (protection du puits et de la garniture de la pompe) ;
– niveau d'eau dans le réservoir trop haut (éviter le gaspillage d'eau) ;
– température du moteur trop élevée (assurer une bonne durée de vie du moteur à courant continu et réduire son entretien) ;
– courant traversant le moteur trop élevé (partie mécanique bloquée) ;
– état de charge de la batterie-tampon trop bas (éviter la sulfatation) ;
– durée programmée d'un cycle de pompage atteinte (valable pour les modes de fonctionnement II et III).

Le cas pourrait se présenter où les conditions de pompage régulier ne seraient pas remplies, auquel cas la batterie-tampon serait amenée par les panneaux solaires vers un état de charge trop important (par exemple dans les modes de fonctionnement II et III si l'on programme des cycles trop courts) :

– arrêt de charge des accumulateurs au-delà d'une tension maximale (éviter les pertes d'eau par électrolyse et par évaporation excessive).

Un bouton Marche/Arrêt général supprime l'alimentation par la batterie-tampon aussi bien que par les panneaux solaires et facilite les actions de vérification/inspection, entretien et dépannage. Un sélecteur à trois positions permet de choisir l'un des trois modes de fonctionnement, tous soumis aux conditions d'arrêt précitées.

La figure 8 montre le schéma général, simplifié et limité au mode de fonctionnement I. Les figures 9 (caractéristiques des photopiles et évolution journalière des points de fonctionnement) et 10 (chronogrammes) facilitent la compréhension du schéma dont voici quelques explications.

Entre t_0 et t_1 les photopiles chargent la batterie-tampon à travers la diode anti-retour qui empêche la décharge durant la nuit : le courant de charge n'est pas assez fort pour faire coller le contact de « Reed I ». Le nombre de spires (environ 3 ou 4) de la bobine de « Reed I » et leur écartement sont déterminés tels que le contact colle quand le courant fourni par les photopiles a une valeur permettant de démarrer l'ensemble moteur/pompe : nous avons choisi l'instant t_1. Si maintenant toutes les conditions le permettent (température du moteur, niveaux d'eau de réservoir et puits, tension de la batterie), le relais de puissance « Rel. A » sera activé à travers le contact de « Reed I ». Le moteur est alors branché **directement aux bornes des photopiles** et les met en court-circuit, tandis que la diode anti-retour est automatiquement bloquée déconnectant ainsi la batterie-tampon. De cette façon, il n'est pas nécessaire de rajouter un dispositif supplémentaire agissant comme rampe de démarrage pour le moteur. En effet, ce sont les photopiles elles-mêmes qui limitent le courant à une valeur sûre ; si, par contre, le moteur avait été branché **directement aux bornes de la batterie**, le courant de démarrage aurait été excessif (par exemple dix fois le courant nominal) avec un risque certain de détérioration de l'ensemble balais/collecteur. Au départ la vitesse du moteur (ω_M) est nulle et donc il n'y a pas de force contre-électromotrice (ce qui explique d'ailleurs cet appel excessif de courant si l'on branche le moteur brusquement aux bornes d'une alimentation à très faible impédance interne).

Avec une constante de temps de quelques secondes, régie principalement par le volant d'inertie qui doit régulariser le couple du moteur, la vitesse augmente, quasi-linéairement d'abord, ainsi que la force contre-électromotrice. C'est ce qui se passe entre t_1 et t_2. La force contre-électromotrice du moteur est appliquée aux bornes de la bobine de « Rel ». D », dont la sensibilité a été choisie telle que le contact-travail colle quand la tension appliquée est aux environs de 80 % de la tension de la batterie (donc environ 38 V). A l'instant t_2 le « Rel . D » passe de l'état de repos à celui de travail : comme toutes les autres conditions (température du moteur, etc.), permettent toujours le pompage, la bobine du relais de puissance « Rel. B » est alimentée et le moteur est maintenant branché directement aux bornes de la batterie-tampon ; en même temps « Rel. A » est désactivé. Un saut bref du courant en résulte, mais il restera dans des limites tout à fait acceptables du fait que la différence entre la tension de la batterie et la force contre-électromotrice du moteur est maintenant faible. Presque immédiatement après le moteur tournera à sa vitesse nominale et la diode anti-retour n'est plus soumise à une tension inverse.

Entre t_2 et t_4 le courant fourni par les photopiles, et passant à travers la diode anti-retour, se divise en deux parties : le courant du moteur (qui est pratiquement constant durant toute la période de pompage puisque le couple est constant) et l'excédent qui charge la batterie à un taux qui est maximal à t_3.

Entre t_4 et t_5, le courant fourni par les photopiles ne constitue qu'une partie, décroissante, du courant du moteur et le complément est fourni par la batterie.

Entre t_5 et t_6 le courant du moteur vient intégralement de la batterie. A l'instant t_6 elle aura restitué tout ce qu'elle a stocké entre t_0 et t_4, aux pertes près : à ce moment la batterie sera retombée à un état de charge qui correspond à une tension U_{min} et le voltmètre

40 modules BPX 47 A puissance crête 450W
Arrêt
Marche
Batterie tampon 150Ah (7,2kWh)
+24V
-24V
Moteur - Pompe
$300W_{nom}$ M P
1500tr/mn 30tr/mn
$P_{exc.}$
$R_{jux.}$
Rel. C
Interface accessoires électriques
Reed I
Collage pour $I_{BPX} \approx I_{moteur}$
Diode anti-retour
Reed J
Rel. B
Rel. A
Partie puissance
Partie commande
Collage pour $\omega_{moteur} \approx 1250$tr/mn
Rel. D
Régime moteur normal
Régime de démarrage
Rel. E
Courant du moteur (mémorisé)
Température du moteur
Eau du réservoir
Eau du puits
Contact manométrique
Rel. G
U_{min}
U_{max}

Fig. 8. – Schéma simplifié de la pompe solaire photovoltaïque IUT Dakar/LEP.

Démarrage automatique quand l'ensoleillement atteint un certain niveau. Un appel de courant moteur trop excessif, pendant le démarrage, est évité par l'exploitation des photopiles comme limiteurs de courant. La batterie assure deux rôles : régime optimal de pompage et alimentation de petits accessoires électriques. Le pompage est inhibé dans certaines conditions. Tout excédent d'énergie est dévié vers une charge auxiliaire (par exemple pour la climatisation).

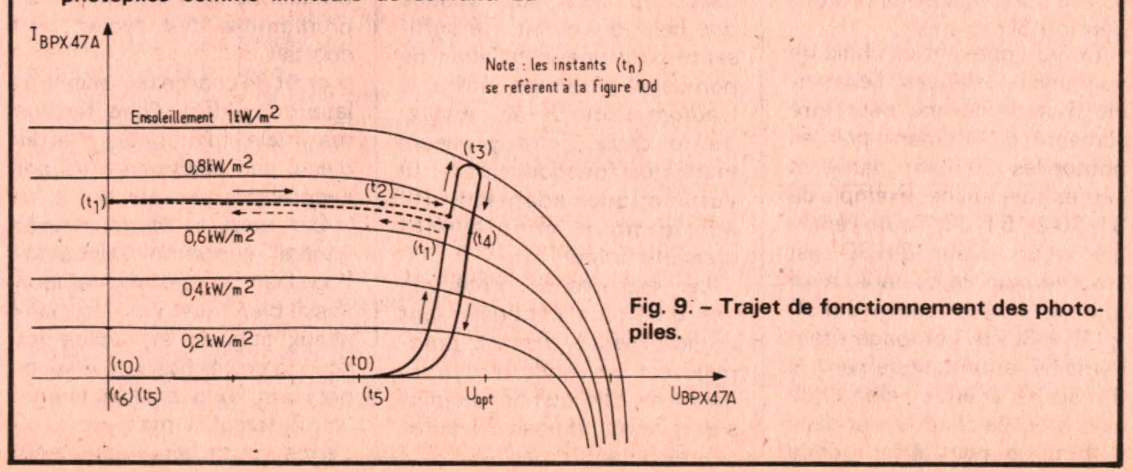


Fig. 9. – Trajet de fonctionnement des photopiles.

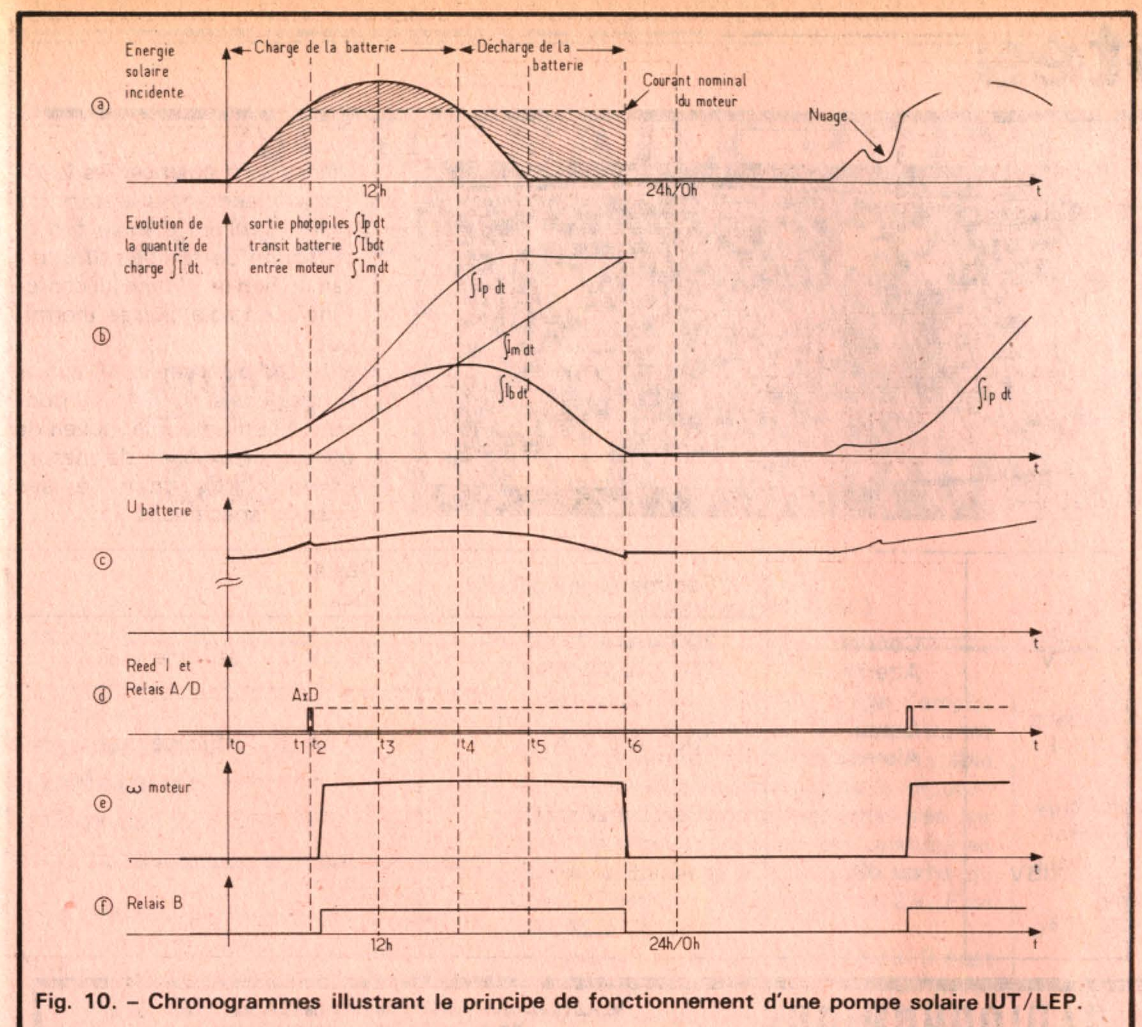


Fig. 10. – Chronogrammes illustrant le principe de fonctionnement d'une pompe solaire IUT/LEP.

« Rel. G » ouvre le contact à gauche. Tout le système s'arrête maintenant ; le lendemain ce cycle peut être répété.

Quant à la batterie-tampon, on voit qu'elle reçoit quotidiennement environ un tiers de l'énergie fournie par les photopiles, soit 1100 Wh, qu'elle restitue ensuite aux pertes près. Comme sa capacité est de 7200 Wh, les variations journalières de l'état de charge représentent seulement 15 %. Ici nous avons considéré une période de 12 heures parfaitement ensoleillée, mais le système peut fonctionner quand il y a des nuages de temps en temps. La batterie donne une bonne autonomie : avec une batterie chargée à 100 % on peut pomper pendant 24 heures sans interruption, s'il le faut ; le taux de charge/décharge est faible, donc le rendement bon ainsi que la durée de vie. A l'inverse, il peut se produire des conditions qui normalement inhiberaient le démarrage du pompage et, au bout d'un certain temps, la batterie risquerait d'être surchargée. Cela pourrait notamment être le cas pendant une période nuageuse où le courant des photopiles ne dépasserait pas une valeur correspondant au courant nominal du moteur : « Reed I » ne serait alors pas activé. Ou, encore, les conditions « niveaux d'eau du puits » ou « niveau d'eau du réservoir » ne permettraient pas le pompage. Dans tous ces cas « Rel. A » restera inactivé et la tension de la batterie atteindra finalement sa valeur limite supérieure, le contact U_{max} de « Rel G » se ferme et « Rel. C » est activé (relais de puissance). La fermeture du contact de « Rel. C » permet de dévier le courant fourni par les photopiles de la batterie en le passant par une utilisation auxiliaire (R_{aux}) d'impédance suffisamment basse : les photopiles sont alors polarisées à une tension en dessous de U_{max} de la batterie et la diode anti-retour se bloque. La batterie est ainsi protégée contre des surcharges. Les contacts du relais galvanométrique G doivent s'ouvrir et fermer avec un certain hysteresis afin d'éviter des effets de relaxation à trop grande vitesse. Les autres mesures de protection sont assez évidentes : en cas d'anomalie le moteur est déconnecté, du fait que l'un des contacts-détecteurs s'ouvre. Si cette anomalie est un blocage du système mécanique, le courant du moteur dépasse une valeur limite prédéterminée, « Reed J » est activé, ce qui engendre le basculement du contact de « Rel. D » qui est câblé de telle façon qu'il restera activé (effet de mémoire) : pendant l'intervention de dépannage on rétablit la situation normale en agissant sur le bouton « Marche/Arrêt ». La sensibilité de « Reed J » est ajustée par le nombre et l'écartement des spires (environ 3 ou 4) de sa bobine.

Les performances mesurées, pour une hauteur manométrique totale de 10 mètres : **17 m³ d'eau par jour.** Dans la gamme de puissances de 300 à 400 W il est difficile de trouver des pompes du commerce avec un meilleur rendement. Néanmoins, des essais à des hauteurs manométriques très diverses (simulées par une contre-pression appropriée) avaient été effectués chez le fabricant préalablement à l'installation à Dakar et ils avaient indiqué des rendements bien supérieurs à de plus grandes profondeurs de pompage. Ce phénomène avait été examiné, alors, plus en détail et l'origine localisée dans certaines pertes fixes (indépendantes de la hauteur manométrique) : réducteur de vitesses, presse-étoupe, etc.

Ces pertes représentent plus de 100 W à une hauteur manométrique négligeable. Les variations importantes de couple, observées pendant ces essais et qui demandent des variations importantes du courant à appliquer au moteur, avaient conduit à l'adjonction d'un volant d'inertie approprié sur l'arbre du moteur qui tourne à une vitesse nominale de 1 500 tr/mn.

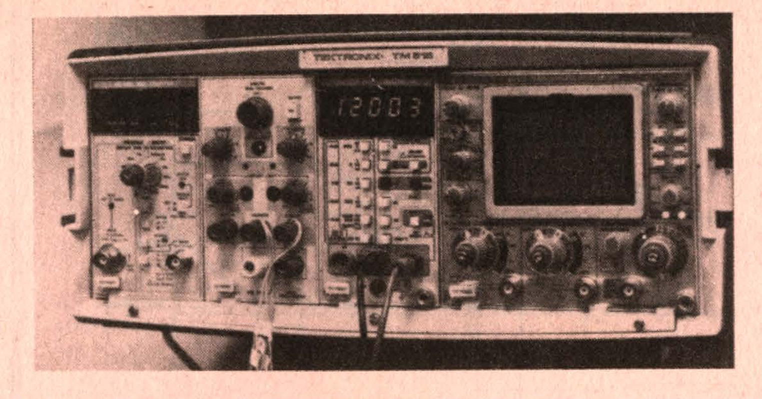
Dans le domaine de la technologie des pompes volumétriques il reste d'énormes progrès à faire en vue d'une meilleure adaptation aux exigences d'une installation photovoltaïque : diminution des frottements surtout. Seulement cela permettrait déjà de plus que doubler le rendement global dans beaucoup d'applications. En outre, un système à simple effet donne nécessairement un débit à forte ondulation, d'où variations de couple et de courant : un système à double effet, voire même une noria, est préférable. Parmi les avantages de la pompe volumétrique par rapport à la pompe centrifuge, il y en a un qui est primordial pour des régions isolées, où la réparation d'une éventuelle panne demanderait un délai certain : à la rigueur on peut la mouvoir à la main !

G.P. NAAIJER

(A suivre)

(Cette étude a également été publiée dans la revue espagnole : « MUNDO ELECTRONICS ».)

Un nouveau multimètre TEKTRONIX : Le DM 501



Le DM 501 qui vient encore étendre les possibilités de la série TM 500, est le seul multimètre 20 000 points à offrir un aussi grand nombre de fonctions.

Aux fonctions de base telles que tension, courant alternatif et continu, et résistance, viennent s'ajouter les mesures en dBm et dBV ainsi que les mesures de température de – 62 °C à + 240 °C. Les résultats en alternatif sont présentés en efficace vrai.

Les caractéristiques du DM 501A sont les suivantes :

Une position basse tension permet de mesurer les résistances sans polariser les fonctions de semi-conducteurs qui se trouveraient dans le circuit. La sonde de température utilise un film de platine lui conférant une faible charge thermique.

Le DM 501A et les 40 autres tiroirs de la série TM 500 donnent à l'utilisateur le moyen de constituer un banc de mesure complet répondant à ses besoins spécifiques.

		Gamme pleine échelle	Résol. max.	
V	Continu Alternatif	200 mV à 1 000 V 200 mV à 500 V	10 µV	efficace vrai
I	Continu Alternatif	200 µA à 2 A	10 nA	efficace vrai
Ω		200 Ω à 20 MΩ	10 mΩ	
dBV	ou dBm	– 40 dB à 40 dB		
°C		– 62 °C à 240 °C		

NOUVEAUX PRINCIPES DE REGULATION DE TENSION ET ETUDE D'ALIMENTATIONS DE MOYENNE PUISSANCE

(suite voir n° 1640)

Applications des régulateurs intégrés

COMME nous l'avions dit au début de cet article, nous allons maintenant passer en revue un certain nombre d'applications des régulateurs actuellement disponibles sur le marché.

L'utilisation de base est évidemment celle représentée figure 15, c'est-à-dire le régulateur seul, auquel est appliqué une tension redressée et filtrée et qui fournit en sortie une tension régulée fixe dont la valeur est caractéristique du régulateur.

Rappelons que dans le cas de connexions d'une longueur supérieure à 50 mm entre l'entrée et la capacité de filtrage, il est nécessaire pour assurer la stabilité du circuit de prévoir un condensateur de découplage à l'entrée, 0,22 μF céramique ou 2,2 μF tantale ou 22 μF chimique. Ce sont des valeurs minimales, plus ou moins importantes suivant la technologie employée car la résistance série est différente en fonction des matériaux employés.

Les séries LM 120 et 123 nécessitent l'emploi du tantale ou du chimique.

Seule la série LM 120 exige l'emploi d'une capacité de sortie alors que toutes les autres auront un fonctionnement stable sur une charge résistive, mais la réponse aux pointes de tension est améliorée sur tous les régulateurs avec une capacité en sortie. La capacité à prévoir en sortie du LM 120 est de 1 μF en tantale ou 25 μF en chimique.

Avec les séries LM 78L et LM 3910 il est bon de prévoir également un condensateur de 0,1 μF en parallèle sur la sortie.

La figure 16 représente l'utilisation d'un régulateur pour obtenir une source de courant stabilisée, dont la valeur I_L est définie de la manière suivante :

$$I_L = \frac{V_{REG}}{R} + I_Q$$

avec V_{REG} = tension carrectéristique du régulateur. I_Q = courant de repos du régulateur.

Il faut

$$o \leqslant Z_L$$

$$Z_L \leqslant \frac{V_{IN} - (V_{REG} + \text{chute de tension int.})}{IL}$$

L'impédance de sortie s'écrit :

$$Z_o = \frac{\Delta V_o}{\Delta I_L} = \frac{1}{\frac{\Delta I_Q}{\Delta V_{in}} + \frac{L'_r}{R}}$$

avec $\frac{\Delta I_Q}{\Delta V_{IN}}$ =

variation du courant de repos par volt de variation de la tension d'entrée du régulateur.

$$L'r = \frac{\Delta V_o}{\Delta V_{IN}} =$$

régulation de ligne à I_o constant.

Ce montage est particulièrement bien adapté à des charges de batteries de petite capacité comme celles utilisées en radiocommande.

La figure 17 représente le schéma d'un circuit de régulation capable de fournir des courants importants et de protéger contre les courts-circuits le transistor amplificateur.

Si l'on considère la tension directe de la diode D égale à la tension base émetteur de Q_1, la relation entre les courants s'écrit :

$$I_1 = \frac{R_2}{R_1} I_{REG}$$

En cas de court-circuit nous avons :

$$U_{1cc} = \frac{R_2}{R_1} I_{REGcc}$$

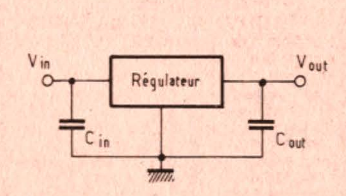


Fig. 15

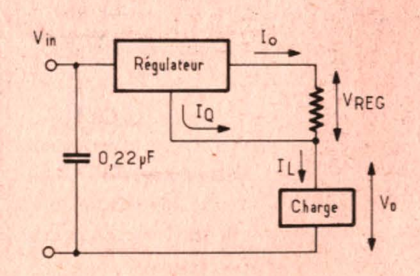


Fig. 16

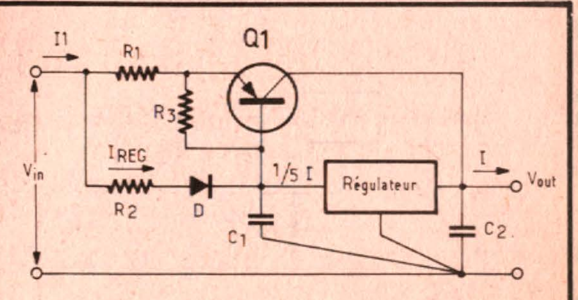


Fig. 17

Si le régulateur et le transistor Q_1 ont la même résistance thermique θ_{JC} et que le radiateur du transistor ballast a une capacité R_2/R_1 fois celle du radiateur du régulateur, la protection thermique propre au régulateur s'appliquera également à Q_1. A titre d'exemple on peut choisir :

$Q_1 = 2N4398$
$D = 1N4719$
$I_1 \geqslant 3A$
$I_{REG} = 1A$
$R_1/R_1 \geqslant 3$
$R_3 = 5$ à $10\ \Omega$

Il convient de tenir compte du fait que la différence de tension entrée-sortie minimum du régulateur est augmentée de la tension directe de la diode D et de la chute dans R_1.

Pour des courants importants, il est possible de remplacer le 2N4398 par un montage équivalent à un transistor PNP composé d'un PNP et d'un NPN comme représenté figure 18.

Un régulateur n'est pas systématiquement utilisé à tension fixe, il est en effet possible d'obtenir une tension différente de celle prévue par les caractéristiques ; le montage de la figure 19 sera réalisé pour ajuster la tension de sortie.

Pour obtenir la variation désirée, une fraction du courant du régulateur V_{REG}/R_1 est utilisée pour déplacer au dessus de zéro la tension du point de masse du régulateur, ou l'ajustera à l'aide de la résistance R_2..

Dans ces conditions, la tension de sortie aura pour valeur :

$$V_o = V_{REG} + R_2 \left(I_Q + \frac{V_{REG}}{R_1} \right)$$

Les caractéristiques de régulation du montage utilisé ne sont évidemment pas identiques à celles du régulateur puisque des éléments extérieurs ont été ajoutés, ainsi la stabilité en ligne et en charge auront pour expression respectivement

$$\frac{\Delta V_0}{\Delta V_{IN}} = L'_r \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) + \left(\frac{\Delta I_Q}{\Delta V_{IN}} \right) R_2$$

$$\frac{\Delta V_0}{\Delta I_L} = L_r \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) + \left(\frac{\Delta I_Q}{\Delta I_0} \right) R_2$$

avec :

$L_r = \frac{\Delta V_0}{\Delta I_0}$ = régulation en charge propre au régulateur par ampère de variation du courant de charge.

$\frac{\Delta I_Q}{\Delta I_o}$ = variation du courant de repos par ampère de variation du courant de charge.

$\frac{\Delta I_Q}{\Delta V_{IN}}$ = variation du courant de repos par volt de variation de la tension d'entrée.

Ce montage est généralement utilisé pour de faibles variations autour de la tension caractéristique, soit pour obtenir très exactement cette valeur (il ne faut pas oublier en effet que la tension caractéristique est toujours donnée avec une tolérance de quelques pour cent et certaines applications nécessitent un rattrapage de cette tolérance) soit pour atteindre une tension dont la valeur ne peut être fournie par aucun régulateur standard, soit enfin pour se dépanner lors d'un essai urgent.

Pour obtenir des variations plus importantes de la tension de sortie et réaliser ainsi une alimentation adaptée à de nombreuses applications, il faudra utiliser soit le montage de la figure 20, soit celui de la figure 21, ce dernier permettant de fournir des tensions très proches de 0 V.

Reprenons le montage de la figure 20, sur lequel nous constatons que le point de masse du régulateur est cette fois porté à un niveau de tension qui est identique à celui existant sur l'entrée non inverseuse de l'amplificateur opérationnel. Le courant I dans le pont diviseur R_1, R_2, R_3 étant très supérieur au courant d'entrée I_B de l'amplificateur opérationnel, la valeur de la tension de sortie sera égale à :

$$V_O = \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1} V_{REG}$$

La tension de sortie la plus faible qu'il soit possible d'atteindre avec ce montage sera déterminée par la somme de V_{REG} et de la valeur de V_{Bmin} qui est la limite supérieure de la tension en mode commun de l'amplificateur (environ 2 V pour le LM 301 A alimenté par une seule tension). Ce qui s'écrit :

$$V_{O\,min} = V_{REG} + V_{B\,min}$$

Si nous considérons que R_2, dans ce cas est à 0, les valeurs de R_3 et R_1 sont déterminées de la manière suivante :

$$V_o = \frac{(R_1 + R_2 + R_3)}{R_1} V_{REG} = V_{REG} + V_{B\,min}$$

$$\frac{R_1 + R_3}{R_1} V_{REG} = V_{REG} + V_{B\,min}$$

$$V_{REG} + \frac{R_3}{R_1} V_{REG} = V_{REG} + V_{B\,min}$$

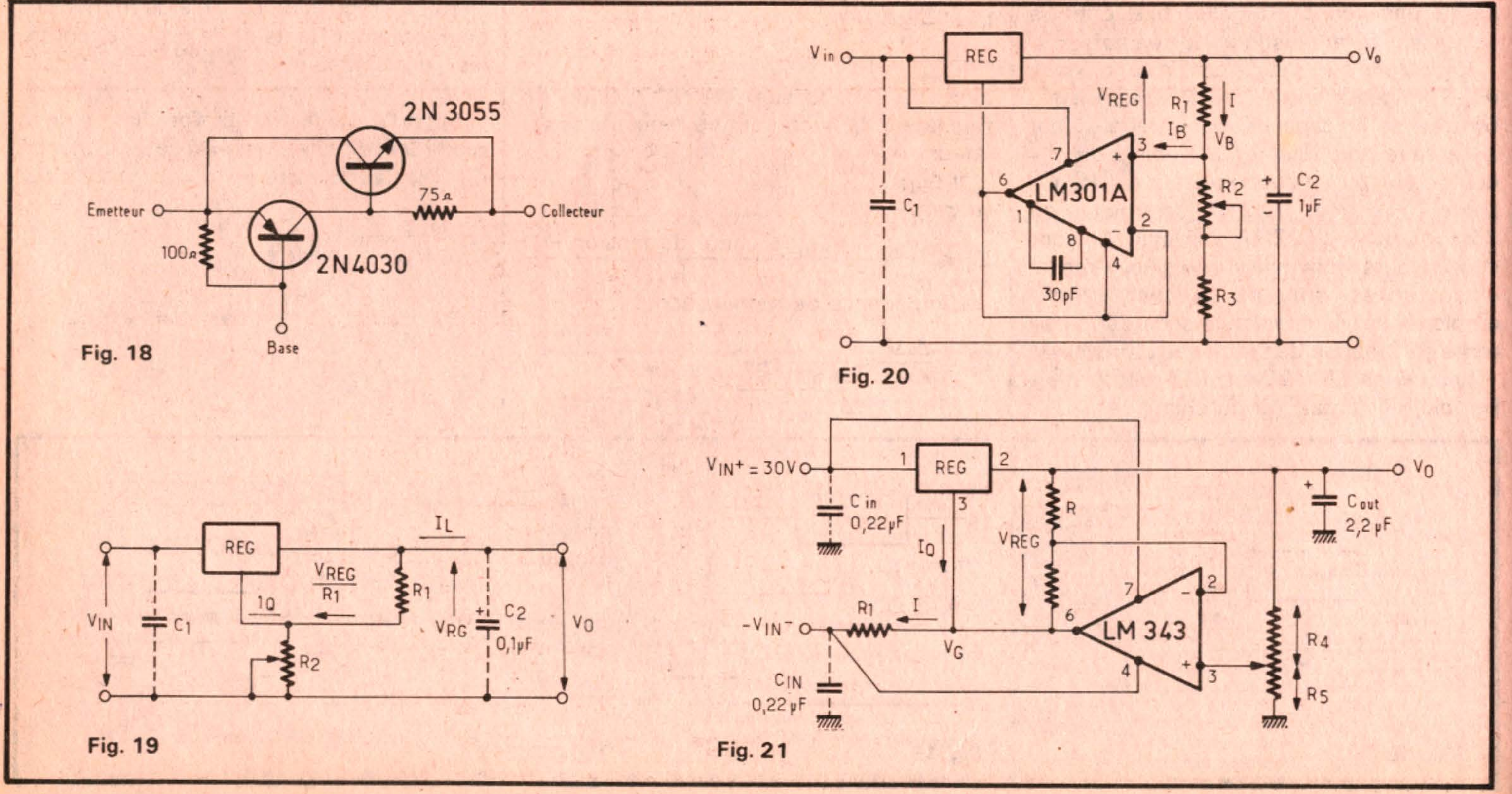


Fig. 18

Fig. 20

Fig. 19

Fig. 21

$$\frac{R_3}{R_1} V_{REG} = V_{B\,min}$$

$$\frac{R_3}{R_1} = \frac{V_{B\,min}}{V_{REG}}$$

La tension de sortie maximale a pour expression :

$$V_{O\,max} = \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1} \quad V_{REG} = V_{IN} - V_D$$

(V_D = différence de tension entrée-sortie du régulateur).

Pour déterminer les valeurs des 3 résistances du pont diviseur, on se fixera d'abord une valeur arbitraire pour R_1 et les valeurs de R_2 et R_3 découleront des deux équations ci-dessus.

Par exemple, supposons une tension de sortie variable entre 7 et 23 V. Comme $V_{o\,min} = V_{REG} + V_D = 7$ V, si nous considérons $V_D \simeq 2$ V (valeur commune à presque tous les régulateurs) il convient de choisir un régulateur dont la tension caractéristique sera :

$$V_{REG} = V_{o\,min} - V_D = 7 - 2 = 5\text{ V}.$$

La tension d'entrée, elle, devra être égale à $V_O + V_D$ soit $23 + 2 = 25$ V.

Choisissons $R_1 = 4{,}7$ kΩ, nous déterminons immédiatement la valeur de R_3 :

$$\frac{R_3}{R_1} = \frac{V_{B\,min}}{V_{REG}} = \frac{2}{5}$$

$$R_3 = \frac{2\ R_1}{5} = \frac{9{,}4}{5} = 1{,}88\text{ k}\Omega$$

ramenée à 1,8 kΩ qui est standard. La valeur de R_2 découle de l'expression de $V_{o\,max}$:

$$V_{omax} = \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1} V_{REG}$$

$$23 = \frac{4{,}7 + R_2 + 1{,}8}{4{,}7} .5$$

$$= \frac{32{,}5 + 5\ R_2}{4{,}7}$$

$$R_2 = \frac{(4{,}7 \times 23) - 32{,}5}{5}$$

$$= \frac{108{,}1 - 32{,}5}{5} = \frac{71{,}6}{5} = 14{,}3\text{ k}\Omega$$

Nous prendrons $R_2 = 15$ kΩ qui est une valeur standard.

Il suffit de vérifier maintenant que les valeurs de

$$\frac{V_{omin}}{R_1 + R_3} \text{ et } \frac{V_{omax}}{R_1 + R_2 + R_3}$$

sont très supérieures à I_B et dans l'affirmative, il n'existe plus de problème, pour passer à la réalisation.

Pour ce type de montage les régulations de ligne et de charge s'écrivent respectivement :

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta V_{IN}} = L'R .\left(\frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1}\right)$$

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta I_L} = \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1}$$

Considérons maintenant le montage de la figure 21 qui permet donc d'obtenir une tension V_{omin} proche de OV, cet avantage étant obtenu en prévoyant l'adjonction d'une référence de tension négative ce qui, bien sûr complique quelque peu le circuit.

Si nous nous fixons comme impératifs les points suivants :

$$R_2 + R_3 = R_4 + R_5 = R$$
$$R_3 = 10\ R_2$$

la valeur de la tension de sortie s'écrit :

$$V_o = V_{REG} \cdot \frac{R_2}{R_4} = V_{REG} \cdot \frac{1}{11} \cdot \frac{R_4 + R_5}{R_4}$$

On déterminera R_1 à l'aide de l'expression :

$$R_1 = \frac{V_{in}}{I_Q}$$

Il est nécessaire de s'assurer que l'amplificateur opérationnel est capable de fournir le courant nécessaire pour que la tension V_G atteigne $V_{omax} - V_{REG}$.

Nous ne reprendrons pas le calcul détaillé, mais à titre d'exemple, il est possible en prenant comme régulateur un LM 340K-05 de réaliser une alimentation capable de fournir une tension variable entre 0,5 et 28 V, les différentes valeurs d'éléments et de tensions correspondants sont donnés ci-dessous :

$V_{IN} = -15$ V
$V_{IN} = +30$ V
$R_1 = 2{,}2$ kΩ
$R_2 = 910$ Ω
$R_3 = {,}91$ kΩ
$R_4 + R_5 = 10$ kΩ

Nous rappelons pour mémoire que le courant de repos I_Q du LM 340K05 est donné pour 7 mA typique.

Il peut arriver que la tension redressée qui est disponible pour alimenter le régulateur soit supérieure au V_{INmax} de celui-ci, elle risquerait donc de l'endommager. Pour résoudre ce problème il sera possible d'utiliser l'un des deux montages proposés figure 22

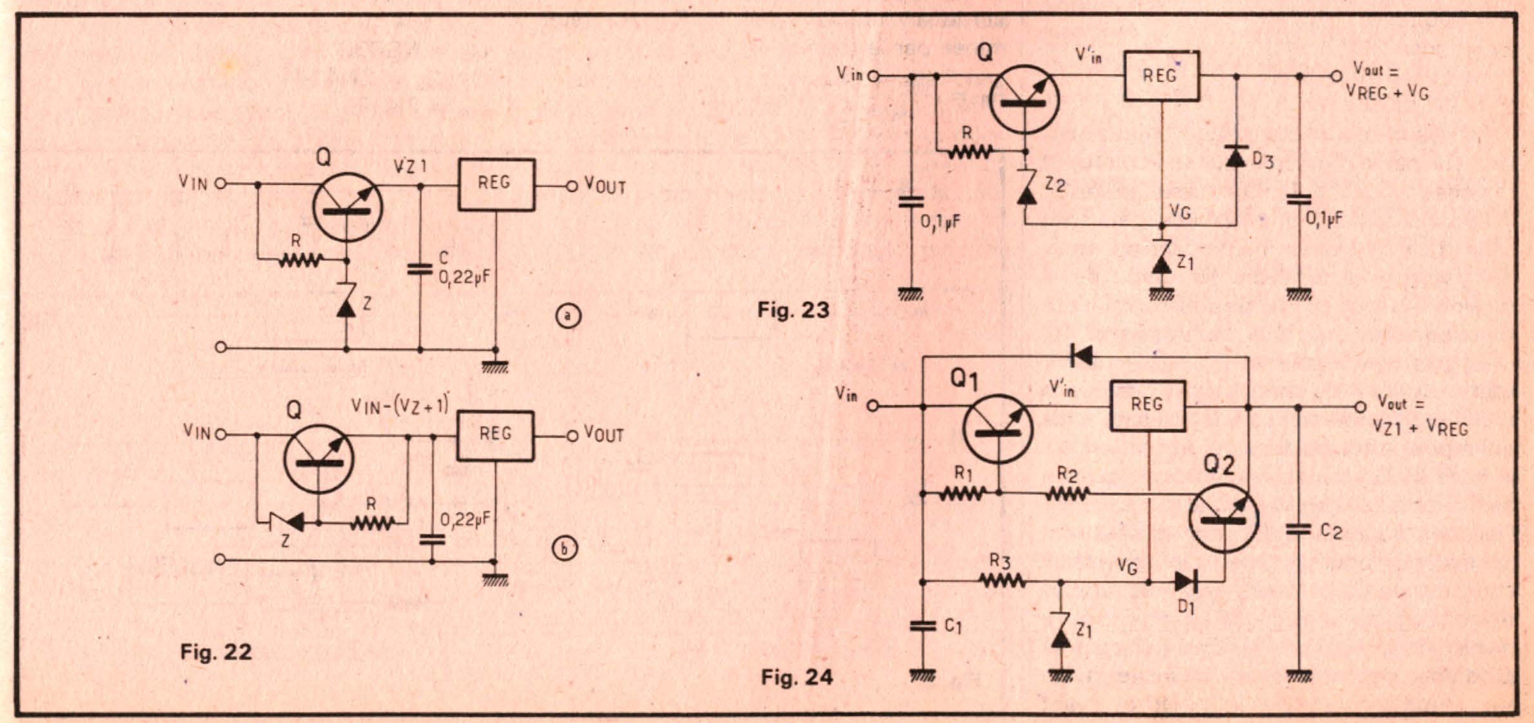


Fig. 22

Fig. 23

Fig. 24

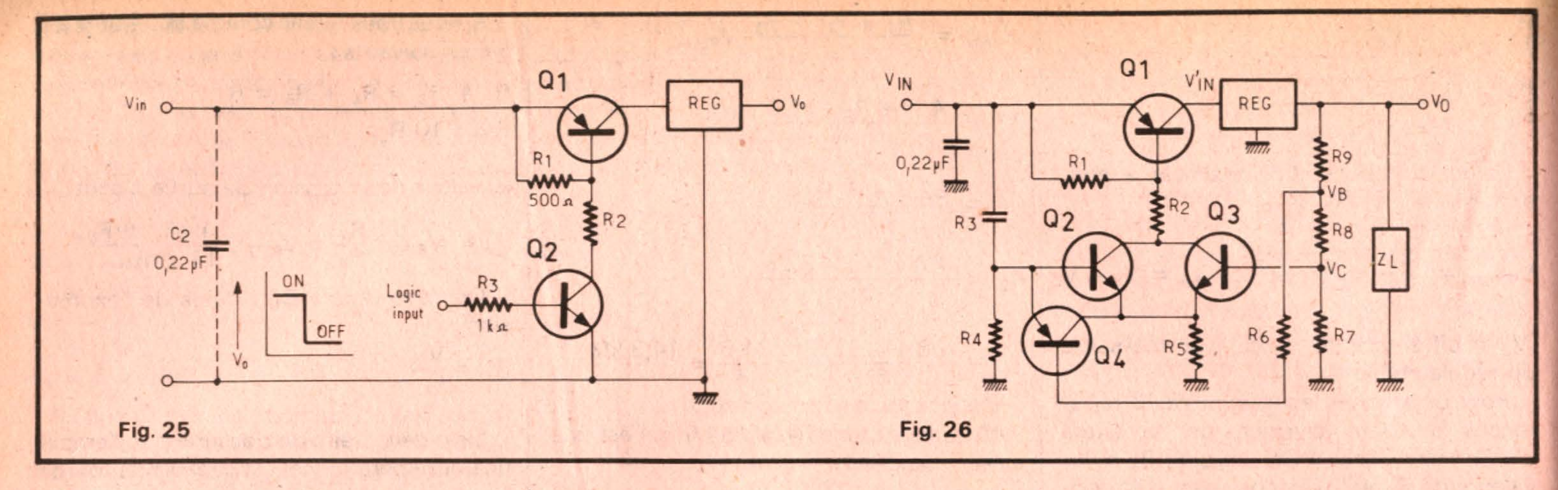


Fig. 25 Fig. 26

qui permettent de diminuer la tension vue par le régulateur, il en coûte une résistance une diode zener et un transistor. Compte tenu des composants à ajouter et en particulier du transistor qui voit passer tout le courant de sortie, ce sera vraiment une solution de désespoir.

Dans le cas de tensions de sortie élevées, il n'existe malheureusement pas de solution simple qui permettrait de remplacer le montage de la figure 23 dans lequel on augmente la tension du point de masse à l'aide d'une diode zener. Le transistor Q et la diode Zener Z_2 fixent la valeur V'_{IN} de la tension vue à l'entrée du régulateur à $V_2 + V_1 - 1$ V, la diode D_3 permet de maintenir la tension V_G à un seuil de 0,6 V au-dessus de la masse en cas de court-circuit de la charge, ce qui protège le régulateur contre une augmentation soudaine de la différence entre tension d'entrée et tension de sortie. Il est possible avec ce montage de réaliser une alimentation 48 V avec une tension d'entrée de 80 V à l'aide d'un LM 340-24. Les autres composants sont les suivants :

R = 560 Ω
Z_1 = zener 24 V 3 W
Z_2 = zener 36 V 3 W
Q = 2N3055

En cas de court-circuit en sortie la tension vue par le régulateur sur son entrée est ramenée à 35 V grâce à l'utilisation de D_3

Le schéma de la figure 24 est également celui d'un régulateur haute tension, mais qui assure une meilleure limitation de la tension d'entrée en cas de court-circuit. En fonctionnement normal, le transistor Q_2 n'est pas conducteur et Q_1 laisse passer tout le courant de charge, mais dès que la sortie est en court-circuit, Q_2 se sature, ce qui a pour effet de diminuer la tension sur la base de Q_1 et par voie de conséquence de limiter la tension V'_{IN} à une faible valeur. Les deux diodes D_1 et D_2 sont utilisées respectivement pour protéger la jonction base émetteur de Q_2 et pour assurer la protection du régulateur en cas de court-circuit au niveau de la tension d'entrée puisqu'il se produirait dans ces conditions une inversion momentanée de la polarité. Etant donné que Q_1 ne se bloque pas sur un court-circuit en sortie de l'alimentation, il faudra le choisir ainsi que son radiateur de manière à ce qu'il puisse dissiper une puissance suffisante dans ce cas de figure.

Exemple de réalisation : V_o = 48 V,
V_{IN} = 60 V.
Régulateur = LM 340T-24
Z_1 = 1N5359 (24 V)
R_1 = 300 Ω 10 W
R_2 = 60 Ω 4 W
R_3 = 1 500 Ω 4 W
Q_1 = 2N3055
Q_2 = 2N3643

En cas de court-circuit, la tension V'_{IN} tombe à 9 V

Il est souvent nécessaire de prévoir une commande automatique pour un système de régulation, et cela peut être réalisé simplement à l'aide du montage de la figure 25 qui utilise un transistor fonctionnant en tout ou rien pour appliquer la tension à l'entrée du régulateur. Q_1 fonctionne donc comme un interrupteur commandé par le transistor Q_2 dont l'attaque peut être faite par un niveau TTL avec la valeur de R_3 indiquée sur le schéma. La valeur de R_2 sera déterminée par la formule :

$$R_2 = \frac{V_{IN} - 1\ V}{I_o} \times \beta_{SAT} \cdot (Q_1)$$

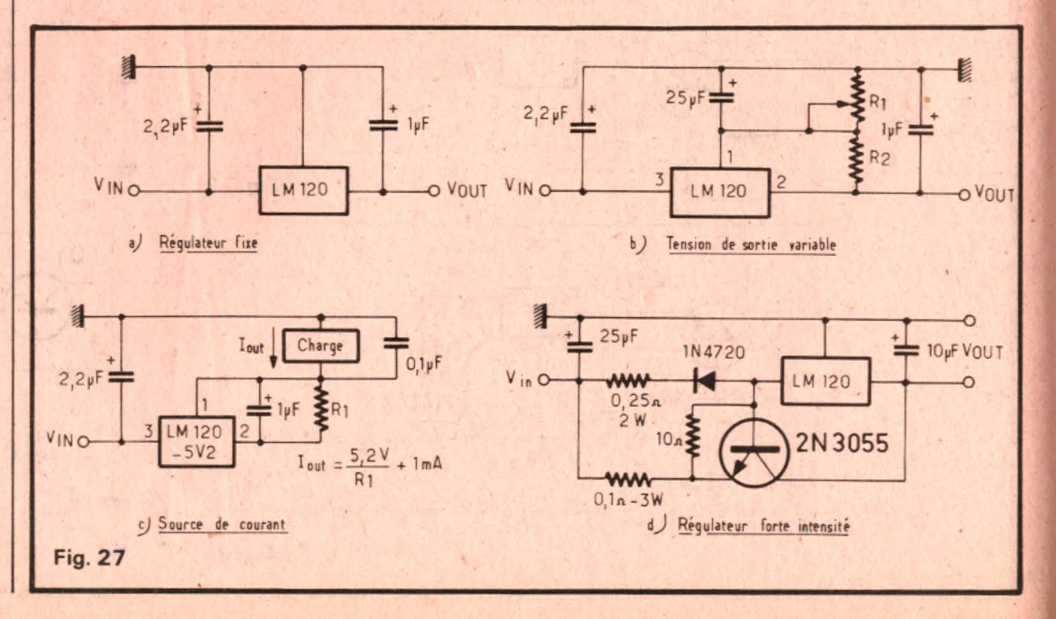
Il est également possible de réaliser la fonction de commande à l'aide du montage de la figure 26 qui présente l'avantage de diminuer les besoins de refroidissement.

Lorsque la tension continue est appliquée en montage, Q_2 conduit et active Q_1, la tension en sortie du régulateur s'accroît ce qui a pour effet de rendre Q_3 conducteur et de bloquer Q_2 tout en maintenant Q_1 en état de saturation. Il faut pour obtenir ce résultat que la tension V_C soit supérieure à la tension V_A.

Si un court-circuit se produit en sortie du régulateur, Q_3 se bloque et Q_4 conduit ce qui maintient Q_2 à l'état bloqué et le transistor Q_1 se bloquant isole le régulateur de la source de tension continue.

Une fois le court-circuit disparu en sortie, Q_4 se bloque et permet à Q_2 de conduire donc Q_1 réalimente le régulateur qui se comporte à nouveau normalement. Dans ces conditions Q_1 fonctionnant toujours en interrupteur ne nécessite pas de radiateur.

Exemple de réalisation :
V_{IN} = 36 V
V_o = 24 V
I_o = 1 A
Q_1 = NSD32
Q_2, Q_3 = 2N4141
Q_4 = 2N2907



a) Régulateur fixe
b) Tension de sortie variable
c) Source de courant
d) Régulateur forte intensité
Fig. 27

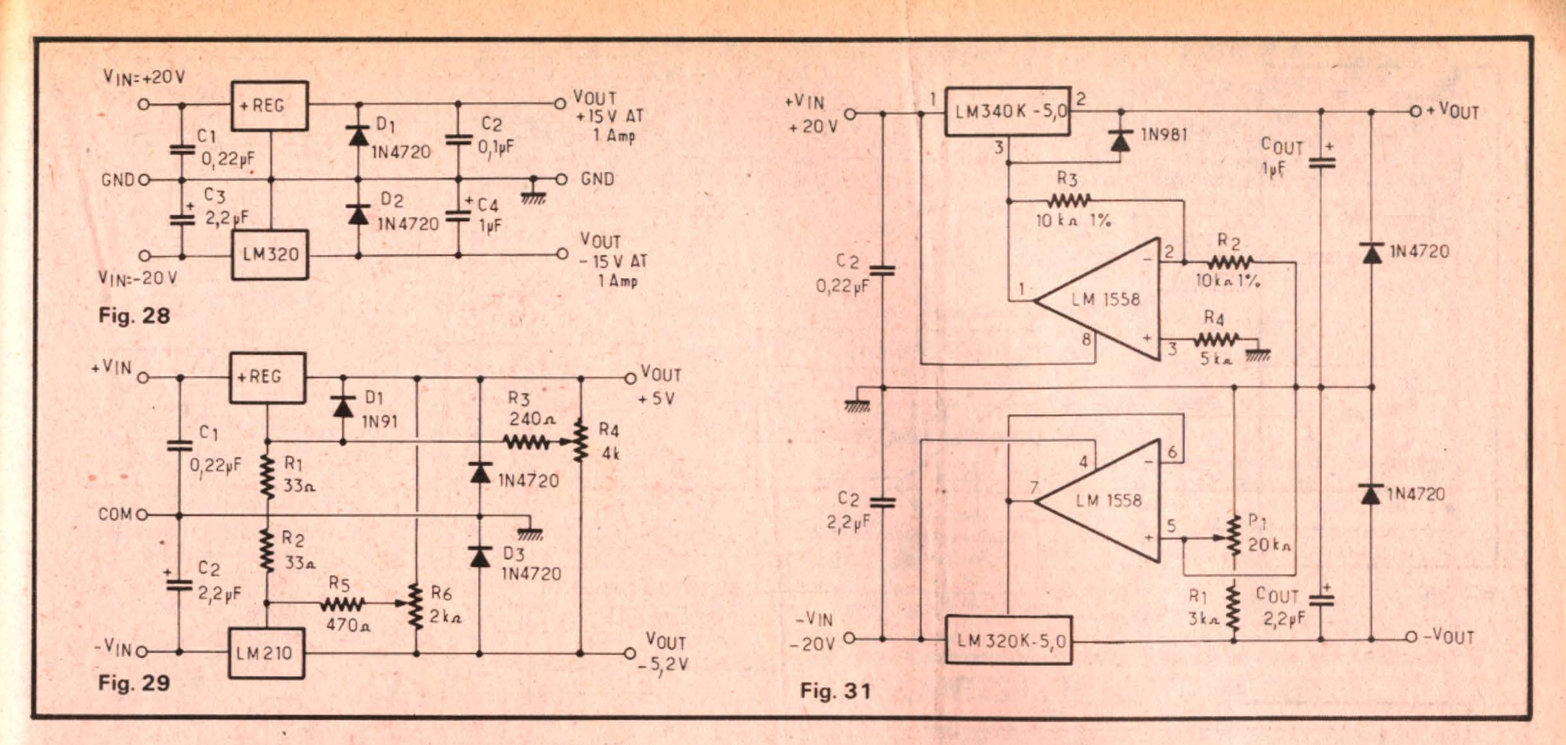


Fig. 28

Fig. 29

Fig. 31

Régulateur = LM340K24
R_1 = 470 Ω
R_2 = 270 Ω 2 W
R_3 = 3,3 kΩ
R_4 = 270 Ω
R_5 = 68 Ω
R_6 = 2,2 kΩ
R_7 = 1 kΩ
R_8 = 680 Ω
R_9 = 3,3 kΩ

Nous avons jusqu'à maintenant utilisé des régulateurs positifs, et les mêmes montages pourraient être réalisés avec des régulateurs négatifs en inversant les polarités des différents éléments (inversion du sens des diodes, des polarités des condensateurs, remplacement des transistors NPN par des PNP, etc.) comme indiqué fig. 27.

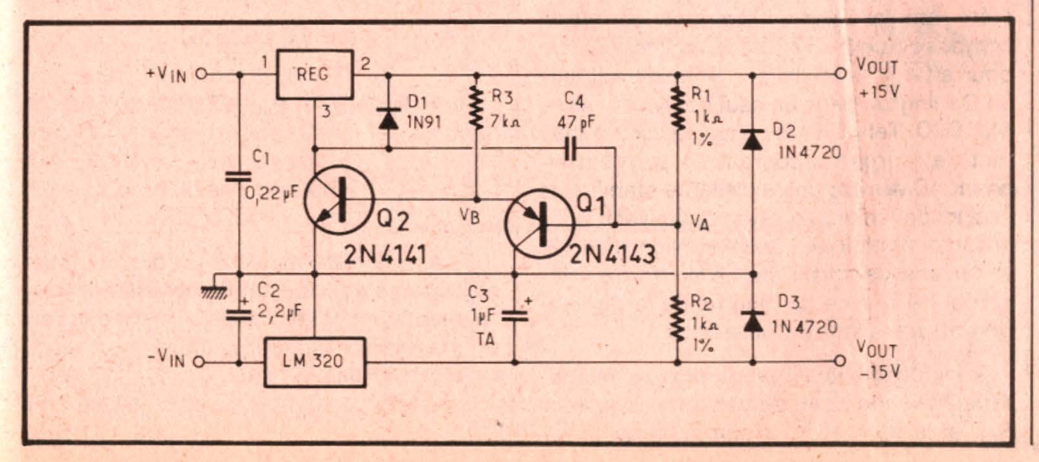
En employant un régulateur négatif et un régulateur positif on pourra aisément réaliser une alimentation double qui délivre deux tensions positive et négative comme celà est représenté figure 28. Chaque tension sera fonction des caractéristiques propres de chaque régulateur.

Les deux diodes, D_1 et D_2 permettent aux régulateurs de fonctionner en charge commune, leur courant direct devra être supérieur ou égal au courant de court-circuit du régulateur.

Exemples de réalisation :
± 15 V, charge commune 1 A
LM340T15, LM320T15, D_1 = D_2 = 1N4720
± 12 V, charge commune 1 A
LM340T12, LM320T12, D_1 = D_2 = 1N4720
± 15 V, charge commune 200 mA
LM342H15, LM320H15, D_1 = D_2 = 1N4001.

Afin d'obtenir des tensions identiques en positif et en négatif, il peut être souhaitable de pouvoir les ajuster séparément, dans ce cas il faudra réaliser le montage de la figure 29 ou encore utiliser des régulateurs doubles comme nous l'avons représenté figures 30-31-32-37.

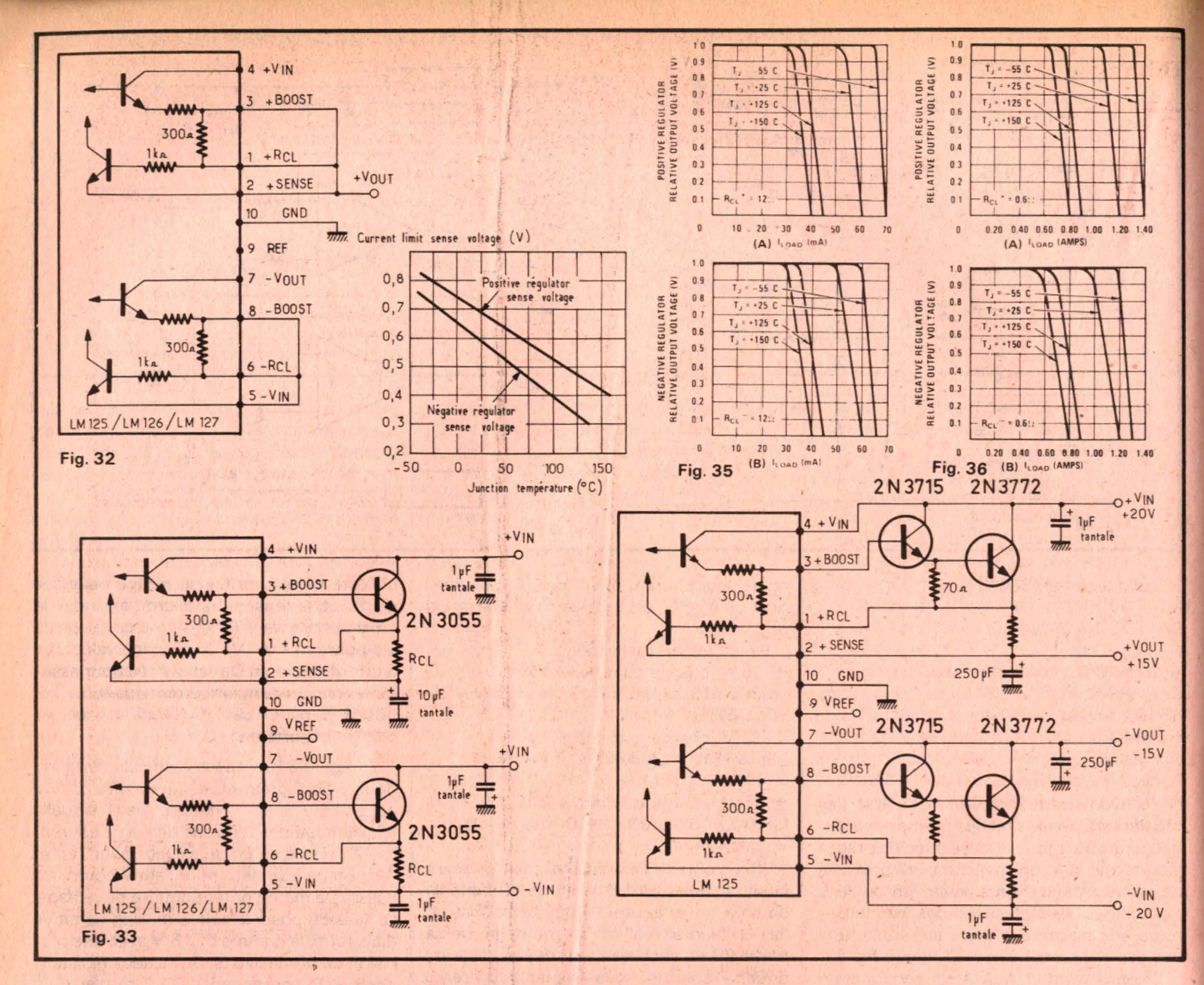
Dans le cas de la figure 30 le régulateur positif suit le régulateur négatif, en effet une masse virtuelle a été réalisée au point V_A et nous avons fait passer le courant de repos du régulateur positif à travers le transistor Q_2. Si la tension – V chute, la tension V_A suit dans le même sens et la jonction collecteur-base de Q_1 se trouve polarisée en direct, la tension V_B décroît ainsi que la tension collecteur de Q_2 donc la valeur de V_+ pour ramener V_A à sa bonne valeur. La diode germanium D_1 est utilisée pour assurer le fonctionnement correct du régulateur positif dans le cas d'une différence de charge importante.



La figure 31 représente une alimentation double équilibrée et variable entre ± 5 V et ± 18 V sous 1 Ampère, dans laquelle l'équilibrage des tensions de sortie est réalisé à l'aide d'un étage suiveur pour l'un et d'un étage inverseur pour l'autre commandés par le même potentiomètre de réglage. La tension positive suit la tension négative dans toute la gamme 5/18 V avec une précision de 50 millivolts. Si les deux résistances R_2 et R_3 sont appariées à 1 % ou mieux.

Pour simplifier encore le montage, il existe également des régulateurs doubles intégrés, c'est ainsi que dans un même boîtier dual in line 14 broches on trouve le régulateur positif et le régulateur négatif, mais bien évidemment le courant de sortie pour ce genre de boîtier est limité à quelques dizaines de milliampères, on peut les assimiler à deux circuits du type LM723 dans le même boîtier (fig. 32).

Lorsqu'il est nécessaire de disposer d'un courant important pour alimenter la charge, il faut avoir recours à un transistor NPN de puissance, ce qui permettra de multiplier le courant de sortie facteur égal au bêta du transistor, c'est le circuit de la figure 33. Ce genre de montage pose toutefois un petit problème au niveau de la limitation des surintensités, l'expérience prouvant que la destruction du régulateur a souvent pour origine la surcharge du transistor de puissance ou plus encore sa mise en court circuit.



Afin de limiter le courant de sortie, il faut insérer une résistance R_{CL} dont le rôle est de permettre la mesure du courant de charge à tout moment, ainsi le régulateur se bloquera dès que la tension sur les bornes de R_{CL} atteindra la valeur du seuil déterminé figure 34.

Les figures 35 et 36 représentent les caractéristiques de la limitation en courant dans le cas du régulateur seul et dans le cas d'un transistor d'amplification pour des valeurs déterminées de R_{CL}.

Afin d'assurer une bonne stabilité de fonctionnement à ce circuit dans le cas d'intensités importantes, il peut s'avérer nécessaire de filtrer les entrées avec des condensateurs tantale de manière à ce qu'on ne risque pas de voir se former des circuits résonnants lorsque les fils de liaison atteignent des longueurs importantes. Pour l'entrée un condensateur tantale supérieur à 1 μF convient très bien.

En sortie le problème peut se produire également et il est conseillé généralement de prévoir un condensateur tantale de plus de 10 μF qui en plus d'une garantie de stabilité apporte une amélioration sensible au taux d'ondulation résiduelle.

Ces précautions ont été prises dans le circuit de la figure 37 qui est celui d'une alimentation ± 15 V/7 A, dans lequel le transistor classique de l'application précédente a été remplacé par un montage darlington composé d'un 2N3715 et d'un 2N3772, on pourrait même envisager à l'heure actuelle un Darlington dans un seul boîtier du genre MJ1000. Tel qu'il est conçu, ce circuit permet de fournir un courant de sortie atteignant 10 A avec une excellente stabilité, le seul inconvénient se situant au niveau de la différence minimale entre tension d'entrée et tension de sortie qui ne peut être inférieure à 4,5 V ce qui augmente la dissipation du transistor de puissance.

Dans ce cas nous avons prévu une limitation de courant au moyen de la résistance R_{CL}, et le courant maximum admissible par le 2N3772 peut se définir de la manière suivante :

– en fonctionnement normal
$P = (V_{IN} - V_{OUT})\, I_{OUT}$
– en cas de court-circuit $P = V_{IN} \cdot I_{SC}$, I_{SC} étant le courant de court-circuit.

Le courant de court-circuit se définit comme suit :

$$I_{SC} = \frac{P_{max}}{V_{IN}} \text{ pour TC} = 25\ °C$$

Pour le 2N377, P_{max} (25 °C) = 150 W. donc :

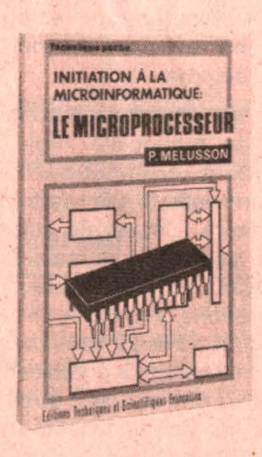
$$I_{SC} = \frac{150}{20} \quad 7{,}5 \text{ A}$$

Il reste à déterminer R_{CL} pour les deux régulateurs en fonction de ces éléments et l'alimentation est terminée, protégée et l'on pourra vérifier que la régulation de charge ne dépasse pas 40 mV.

(A suivre)
J.-Cl. Piat.

Bibliographie

INITIATION À LA MICRO-INFORMATIQUE : LE MICROPROCESSEUR
Pierre MELUSSON
(3e édition)



Grâce au développement des technologies « LSI » des circuits intégrés, il apparaît maintenant possible de bénéficier dans le domaine « Grand Public » de réalisations jusque-là réservées aux ordinateurs coûteux et volumineux.

Le microprocesseur a pu ainsi faire son apparition. Il devient la pièce maîtresse d'un micro-ordinateur de conception économique.

Ce principe même de réalisation conduit à des possibilités d'applications dans tous les domaines : « les automatismes industriels, l'opto-électronique et la signalisation électrique, l'électro-ménager, l'automobile, la télévision, etc. »

Sommaire :

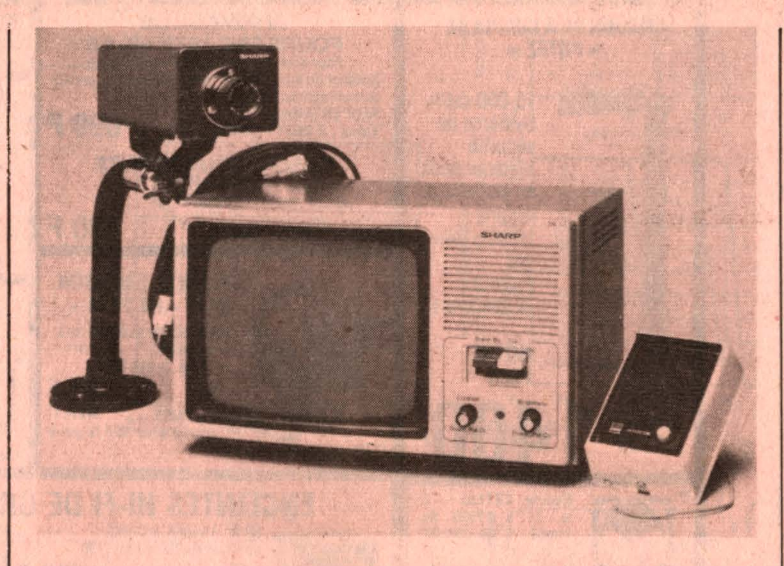
Définitions fondamentales. Comment il fonctionne. La programmation. Basic et APL. Applications de gestion. Choix d'un système. Les périphériques. Choix d'un micro-ordinateur. Les coûts d'un système de gestion.

Un volume broché de 152 pages, 80 figures, format 11,7 × 16,5, sous couverture pelliculée.

Editeur : E.T.S.F. - Collection Technique Poche.

bloc-notes

Un nouveau système de surveillance vidéo chez SHARP Le modèle IT 26Z à balayage automatique



Idéal pour l'entreprise, le commerce et la maison, ce système d'une installation et d'un fonctionnement faciles permet une surveillance et une communication efficaces, d'une adaptabilité et d'une souplesse de possibilités étendues.

Une caméra équipée d'un objectif semi-grand angulaire permettant la surveillance efficace de superficies étendues, un écran de surveillance caractérisé par une définition horizontale élevée de 450 lignes procurant une image claire et détaillée et un interphone bidirectionnel forment l'ensemble de ce dispositif de télévision en circuit fermé.

Mis en place aisément grâce à un branchement à un seul câble, de la caméra et de l'écran de surveillance, entraînant une baisse de coût d'installation importante, l'énergie de la caméra est fournie à partir du récepteur. Une sortie vidéo permet l'enregistrement avec un magnétoscope ainsi que le branchement d'un écran de surveillance secondaire. La sortie audio permet de synchroniser le son enregistré avec l'image pour les enregistrements avec un magnétoscope externe.

Un compensateur automatique de luminosité règle et maintient automatiquement un contraste et une luminosité constante. L'écran de surveillance qui est mis en marche en appuyant sur l'interrupteur de l'interphone, s'arrête automatiquement après 20 secondes et passe en veille. La ou les caméras (jusqu'à trois) peut être installée sur des distances atteignant 500 mètres.

Ce système peut être également utilisé pour le contrôle du trafic d'un parc de stationnement.

PRESSE TECHNIQUE INTERNATIONALE

Probe digitale universelle

LE petit appareil de mesure qui sera décrit ci-après a été proposé par James P. Tierney dans Electronic Expérimenter Handbook 1979.

Il s'agit d'une sonde (probe) indiquant les niveaux 0 et 1 dans les divers points des montages logiques à fréquences jusqu'à 10 MHz.

Le schéma de la sonde proposée par J.-P. Tierney est donné à la figure 1. On y trouve un circuit intégré CI-1 composé de deux amplificateurs opérationnels constituant un double comparateur différentiel. Ce semi-conducteur est un 72 720. Ensuite, on relèvera sur le schéma deux transistors NPN du type 2 N 3904, deux diodes Zener, D_1 et D_2, du type 1 N 751 A et quatre diodes 1 N 34 (ou un modèle similaire).

L'appareil est alimenté normalement par une pile de 3 V composée de deux éléments de 1,5 V mis en série.

Il y a, bien entendu, l'indicateur (display) qui est un Monsanto Man 3, représenté à la figure 2.

Ce display indiquera les niveaux de la manière suivante :

Niveau 0, les segments A, B, G et F s'illuminent, les autres restent obscurs.

Niveau 1, le segment E s'illumine et tous les autres restent obscurs.

L'indication des niveaux est donc parfaitement claire et bien meilleure que celle utilisant des LED de couleurs différentes ou tout autre procédé dont on doit connaître le code pour en tirer des renseignements précis.

La sonde proposée, convient pour des essais effectués sur toutes sortes de circuits logiques, de diverses familles comme les RTL, DTL, TTL, ECL et MOS.

L'appareil est de montage et encombrement plus importants que ceux des dispositifs analogues.

Pour simplifier les manipulations, la sonde possède sa propre alimentation ce qui dispense de se brancher sur celle de l'appareil en cours d'examen.

La réponse en fréquence est, dans le cas de la sonde, exceptionnelle car elle atteint 10 MHz.

Commençons l'analyse en indiquant que l'ensemble se compose de parties, mécaniquement distinctes :

A) Un coffret de petites dimensions contenant toute la partie électronique, avec deux commandes permettant les essais de niveaux logiques ;

B) une sonde avec son câble. A cette sonde on a joint le display à sept segments électroluminescents (LED) A à G de la figure 2. Cette disposition est ingénieuse car elle permet à l'opérateur de voir immédiatement quel est le niveau du point « ausculté ».

Les éléments principaux du montage sont les deux comparateurs CI-1 A et CI-1 B.

Le CI-1 B est destiné aux essais de logique niveau 1 tandis que le CI-1 A est destiné au niveau zéro.

La sortie, point 8 de CI-1 B, reste au niveau bas, 0, jusqu'à ce que la tension au point 5 soit de 5 mV supérieure à la tension appliquée au point 6. A noter que les points 5 et 6 sont les entrées non inverseuses et inverseuse, respectivement, de l'AOP (amplificateur opérationnel) CI-1 B.

Pour obtenir ce résultat, on devra régler R_5, potentiomètre de 10 kΩ, monté au milieu du diviseur de tension, connecté entre le + et le – de la batterie d'alimentation ±V (18 V).

Il convient, maintenant, de préciser que l'appareil fonctionne en partie sur 3 V comme indiqué plus haut mais la partie contenant le comparateur nécessite une tension ±V « à cheval » sur la masse.

Elle a été obtenue à l'aide du montage de la figure 3.

La tension de 18 V est obtenue à partir de deux batteries de 9 V montées en série.

Pour créer la prise médiane, à mettre à la masse, on monte entre les points +V et –V, la

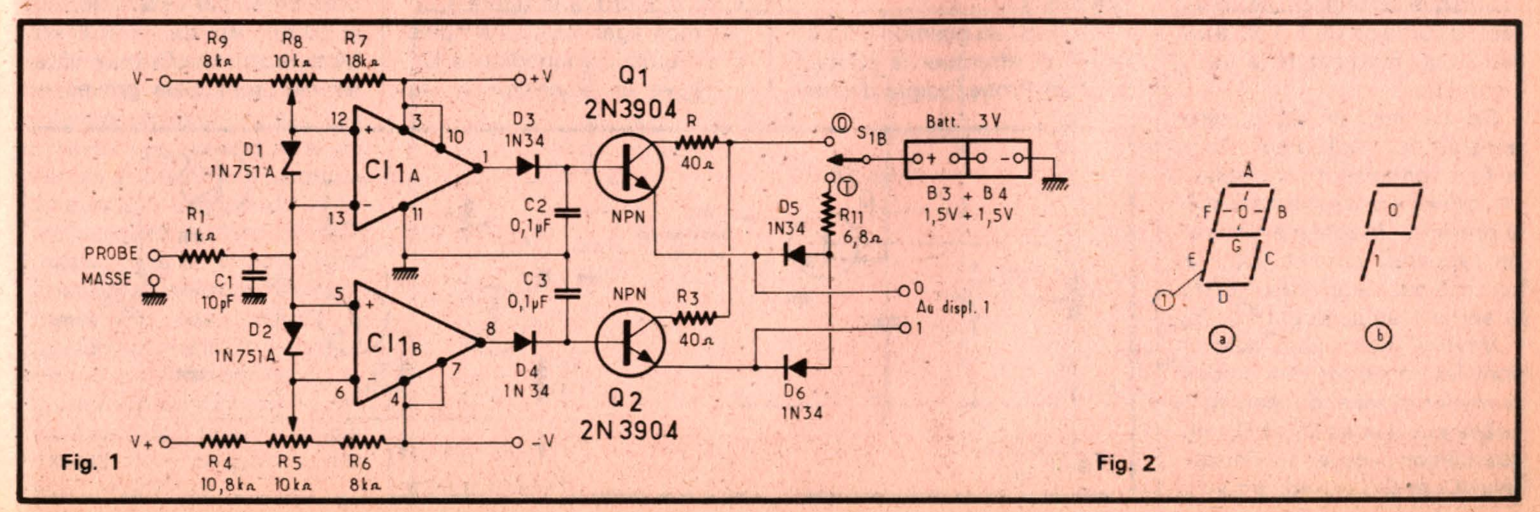
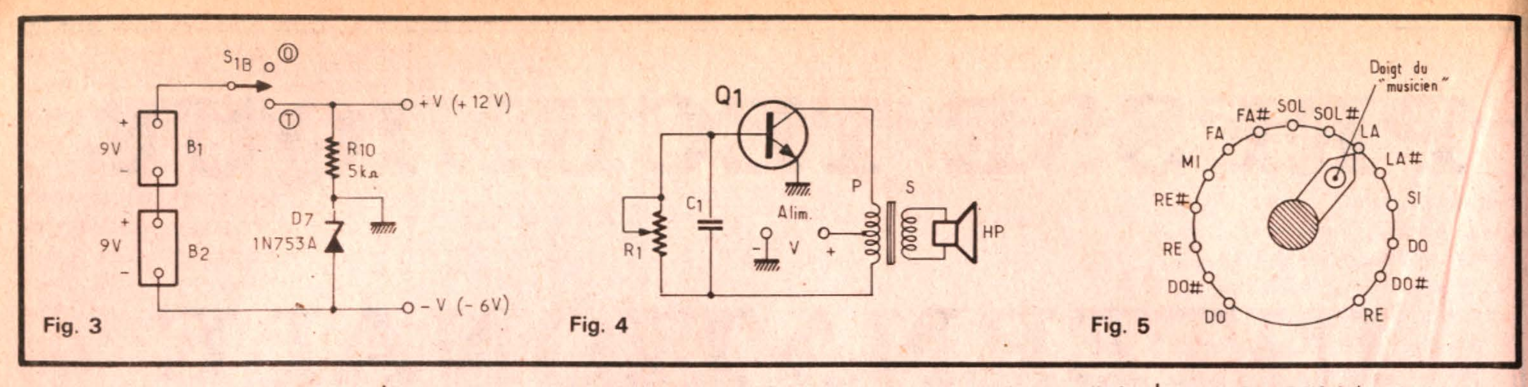


Fig. 1

Fig. 2



résistance R_{10} de 5 kΩ et la diode zener D_7 du type 1 N 753 A.

Les points 3 et 11 de CD-1 doivent être connectés respectivement aux points + V et – V des diviseurs et de l'alimentation de la figure 3.

Revenons au potentiomètre R_5. Son réglage permet de polariser le point 6 du CI, entre – 1 V et + 5,2 V.

Lorsque la tension d'entrée est supérieure à celle du point 6, la sortie du comparateur porte le transistor Q_1 à l'état de conduction, ce qui a pour effet de faire apparaître sur l'indicateur, le 1, comme on l'a expliqué plus haut.

Pour faire apparaître le zéro sur le display, le montage fonctionne d'une manière opposée à la précédente. La tension d'entrée au point 13 du CI-1 A doit être plus négative que la tension du point 12, les points 13 et 12 étant les entrées + et – de l'AOP CI-1 A. Cette condition sera remplie en réglant convenablement le potentiomètre R_8, qui détermine la polarisation de l'entrée inverseuse 13. Il est possible, avec ce réglage de faire varier la tension du curseur, entre – 2 V et + 3 V.

Lorsque le réglage est correct, la sortie de CI-1 A est à un niveau qui rend saturé le transistor Q_1.

De ce fait, le signe zéro apparaît sur l'indicateur. Pour le fonctionnement du display, on connectera les sorties 0 et 1 (à droite sur le schéma général de l'appareil) comme suit : la sortie 0 aux segments ABGF, la sortie 1 au segment E.

Voyons maintenant quelles sont les fonctions des diodes normales et zener du montage. Grâce aux diodes D_3 et D_4, en association avec les condensateurs C_2 et C_3, les segments du display resteront allumés, donc visibles lorsque la répétition des impulsions sera suffisamment rapide. R_2, R_3 et R_{11} limitent le courant de l'indicateur. Les diodes D_5 et D_6 constituent une porte qui permet l'essai de l'indicateur avant l'opération.

D_1 et D_2, diodes zener, protègent les entrées du circuit intégré CI-1. La résistance R_{10} et la diode D_7 créent les tensions – 6 V et + 12 V par rapport à la masse, à partir des deux sources de 9 V (voir fig. 3). Le courant élevé nécessaire à l'illumination des segments de l'indicateur « display » est fourni par les batteries B_3 et + B_4.

Voici maintenant quelques indications sur les essais des circuits logiques, à effectuer avec l'appareil décrit ci-dessus. La première opération est de brancher la masse de la sonde à la masse de l'appareil à « tester ».

Placer S_1 en position T (essai = test). A noter que S_{1A} et S_{1B} sont des commutateurs bipolaires conjugués.

L'indicateur devra s'illuminer en même temps, pour le zéro et le 1 ce qui constituera la lettre P, comme indiqué en (a) de la figure 3.

Placer S_1 en position 0 (opération) et effectuer le contact du point Probe (pointe d'essai) avec le point de l'appareil à essayer.

On devra voir apparaître sur le display, le 1 ou le 0, si le niveau est situé entre le zéro et le 1, les deux signes 0 et 1 (donc, un P) devront s'illuminer.

Les réglages des potentiomètres R_5 et R_8 s'effectueront dès que l'appareil sonde, aura été terminé, avant tout essai. A cet effet, connecter un voltmètre entre le curseur de R_5 et la masse. Régler et marquer les positions de 1 en 1 V. Effectuer le même étalonnage sur le cadran de R_8. Régler R_8 sur une position plus négative que R_5. Retoucher ensuite en effectuant divers essais de niveaux.

Sources de musique monophonique

Nombreux sont les instruments électroniques de musique monophonique (ou monodiques) réalisés à partir de générateurs ou oscillateurs BF de toutes sortes.

Dans Radio Electronics Vol 50 n° 1, Duc Savage, passe en revue quelques dispositifs musicaux de ce genre. Voici d'abord, à la figure 4 un des montages les plus simples d'instruments monodiques. On y trouve un transistor Q_1 du type 2 N 3904 (probablement d'autres NPN pourraient convenir aussi bien) associé à un transformateur de haut-parleur, constituant ensemble un oscillateur classique.

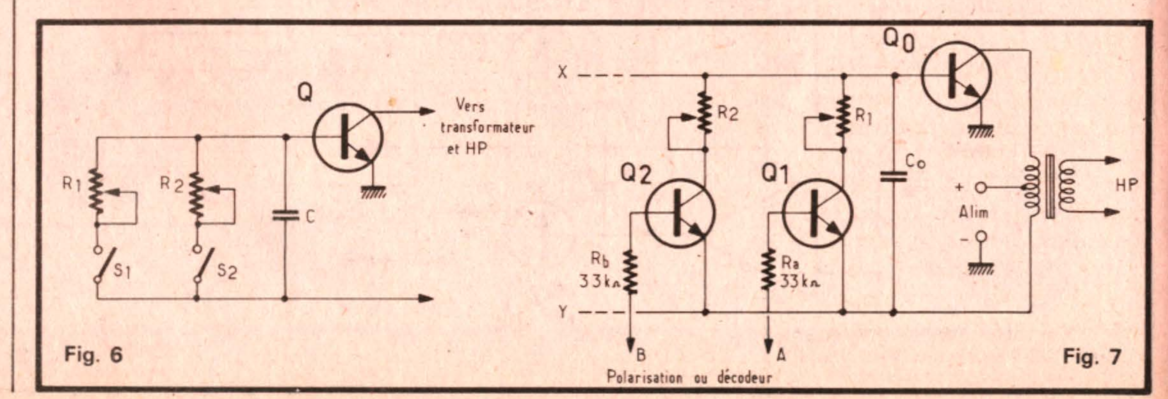
Le transformateur ayant servi aux essais est au rapport primaire au secondaire de 500/3,2. Par exemple, des modèles de 1000/8, 2000/16, 500/4 etc. conviendront, pour des haut-parleurs de 4, 8, 16 Ω et toutes valeurs voisines.

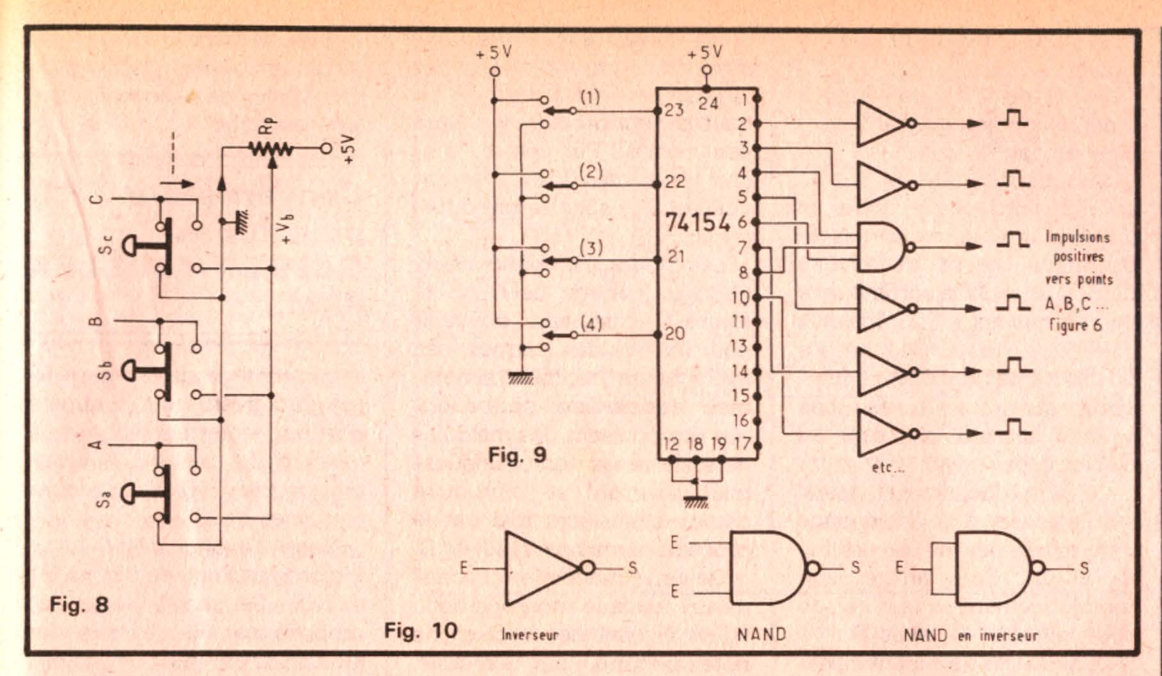
Tous les anciens transformateurs de sortie peuvent être essayés. Des modèles à prise médiane au primaire devront être adoptés, la prise servant de branchement du + alimentation, le – étant à la masse à laquelle est connecté l'émetteur du transistor.

L'oscillation est obtenue par couplage entre collecteur et base, réalisant une sorte d'oscillateur Hartley.

L'accord est déterminé par le circuit $R_1 C_1$ qui se place entre le transistor et le primaire du transformateur ; R_1 permettra de faire varier la hauteur de la note musicale reproduite par le haut-parleur tandis que C_1 déterminera la gamme des fréquences.

Prendre par exemple, C_1 = 10 nF et R_1 = 100 kΩ. Modifier ensuite C_1 pour obtenir des sons plus graves ou





plus aïgus. Pour réaliser un instrument de musique, remplacer le cadran de R_1 par un index de grandes dimensions et inscrire les notes sur un grand cadran (voir fig. 5).

Un appareil plus évolué, déduit du précédent est représenté à la figure 6 sous une forme simplifiée. Le potentiomètre monté en résistance, R_1 est remplacé par un certain nombre de potentiomètres R_1, R_2, ...R_n, par exemple douze ou treize ou plus. Chaque potentiomètre est en série avec un bouton interrupteur qui restera en position « coupée » au repos.

Pour accorder l'instrument, actionner un interrupteur S, régler R_1 pour obtenir le son le plus grave déterminé par la valeur de C.

Laisser S_1, pousser S_2 et accorder avec R_2 sur la suivante de la gamme tempérée. Procéder de la même manière avec les circuits suivants. Dans ce genre de réalisation, R_1 à R_n seront des résistances ou des potentiomètres ajustables. Les boutons S seront choisis selon n'importe quelle présentation par exemple : touches de piano (vrai ou jouet) touches d'instruments-jouets à vent, boutons de sonnerie, interrupteurs électriques de toutes sortes, à position de repos. Plus évolué encore, est le montage de la figure 7 qui commence toutefois à ne plus être aussi simple et aussi économique que les deux précédents.

Théoriquement c'est le même montage que le précédent. Pratiquement, les interrupteurs, S_1, S_2 etc. ont été remplacés par des interrupteurs électroniques constitués par des transistors de commutation, Q_1, Q_2...Q_n, tandis que Q_0 est le transistor oscillateur, comme dans les montages précédents.

Comment fonctionne cet appareil ? Les transistors Q_1 à Q_n étant des NPN, lorsque la base est à la masse, cette électrode n'est pas polarisée, il n'y a pas de courant de collecteur et le transistor est bloqué. Aucun son ne sera entendu si tous les transistors de commutation sont bloqués car il n'y aura plus de couplage entre la base et le collecteur de Q_o, l'oscillateur. Donc, au repos, tous les transistors devront être bloqués, c'est-à-dire, avec la base à la masse.

Pour engendrer un son musical, il faudra que la base d'un transistor soit polarisée positivement, à la tension qui lui convient le mieux.

Dans ce cas, le transistor ainsi polarisé, deviendra conducteur et le circuit de couplage base-collecteur de Q_0 sera rétabli par le potentiomètre et le transistor associé. Reste à voir comment on pourra réaliser un système à touches, effectuant la commutation des polarisations des transistors, ce système n'étant pas indiqué dans l'article original.

Nous proposons celui indiqué à la figure 8. Chaque fois que l'on pousse une touche, par exemple S_a, le contact entre le point A relié par R_a à la base de Q_1, est établi et le transistor devient conducteur.

Tous les autres transistors restent bloqués car les autres touches, par exemple B et C etc., relient R_b, R_c etc., à la masse, et sont dans leur position de repos. Dans ce montage, le condensateur d'accord C_0 peut être supprimé lorsqu'on emploie certains transformateurs de sortie, comme oscillateurs.

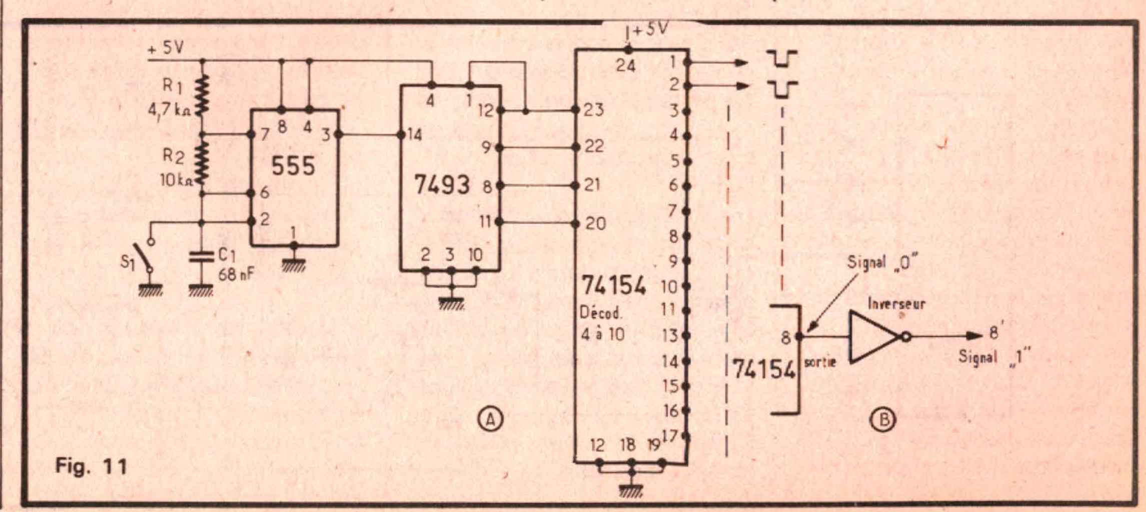
De même R_1, R_2...R_n peuvent être de valeurs moindres que 100 kΩ, tout dépend des types des transistors de commutation choisis. On recommande les suivants : 2N3904, RS 2009, 2N2222. La bonne polarisation sera réglée avec R_p de 10 kΩ monté entre masse et + 5 V.

Sa consommation propre est de 0,5/1000 A = 0,5 mA, donc très faible. Un potentiomètre de plus faible valeur par exemple, de 5 kΩ et même 2 kΩ peut convenir également et leur consommation propre sera acceptable.

Dispositif sélecteur

A la figure 9, on a représenté un montage plus compliqué mais encore facile à essayer. Au lieu de recourir aux touches proposées par nous, à la figure 8, l'auteur, Savage, préconise l'emploi d'un décodeur 74154 bien connu de tous les expérimentateurs pour sensibiliser les transistors du montage de la figure 7.

Le 74154 donne seize signaux, un à la fois, espacés d'un certain temps, déterminé par un oscillateur-horloge. Entre l'oscillateur et le décodeur, il faut disposer un compteur binaire donnant des signaux ABCD (à ne pas



confondre avec les ABC... des figures précédentes).

Plus simplement ces signaux, à appliquer aux points 10, 21 22 et 23 du décodeur, sont remplacés par ceux d'un système de commutation comme indiqué à gauche de la figure 9. Le décodeur possède 24 points de terminaison. Les entrées des signaux binaires sont 20, 21, 22, 23, le + 5 V est au point 24, les points 12, 18 et 19 doivent être connectés à la masse et les points restants sont les sorties des signaux successifs. A noter que ceux-ci sont, de niveau 1, sauf celui en action qui est de niveau 0.

Pour attaquer le dispositif de la figure 7, il faut inverser les sens des impulsions de sortie. A cet effet, on dispose de circuits intégrés comme le 7404 qui contient six inverseurs dans un même boîtier. Pour 16 inverseurs, on utilisera trois 7404.

Noter toutefois que l'on peut monter en inverseurs, des NAND comme le 7400 qui contient dans son boîtier quatre NAND à deux entrées chacun. Il suffira de réunir les deux entrées pour avoir un inverseur comme indiqué à la figure 10. Lorsqu'on possède des inverseurs et des NAND on peut modifier le montage de la figure 9 comme indiqué à la figure 11 A. La présence des NAND permet la répétition d'une même note sur plusieurs tops, voisins ou non. Les sorties des inverseurs 7404 et des NAND 7400, donneront toujours des impulsions positives. On branchera, ces sorties aux points A, B, C... (16 points en tout), du montage de la figure 7.

En (B) de la figure 11 on a indiqué le montage d'un inverseur à chaque sortie.

Supposons que la sortie point 8, soit activée. Dans ce cas, toutes les autres sorties du décodeur seront au niveau haut (1) et seule la sortie 8 sera au niveau bas (0). Grâce aux inverseurs, toutes les sorties du système décodeur-inverseurs, seront au niveau bas sauf la sortie 8' qui sera au niveau haut.

Le 555 donnera un signal rectangulaire à la fréquence déterminée par les valeurs R_1, R_2 et C_1. Pour arrêter son fonctionnement il suffira de court-circuiter C_1 avec S_1.

Le signal du 555 étant transmis du point 3 de son boîtier au point 14 du compteur 7493, celui-ci produira des signaux binaires de fréquences, simple, double, quadruple et octuple, appliqués aux entrées du décodeur.

Revenons maintenant au montage du décodeur de la figure 9 et considérons sa sortie qui peut être réalisée également avec le montage de 74154 de la figure 11. Lorsque les sorties 2 et 3 sont activées, on obtiendra des tops positifs aux sorties des inverseurs qui sensibiliseront les transistors de commutation de la figure 7.

Soit le cas des sorties 4, 6 et 8, elles sont reliées à un NAND à trois entrées du type 7410, dont la sortie est reliée à une résistance R_x du générateur considéré.

Il en résulte, que lorsque les sorties 4, 6 et 8 sont activées, on sensibilisera le même transistor de commutation Q_x dont la base deviendra positive. Le haut-parleur produira le même son musical. Par contre, lorsque les sorties 5 et 7 seront activées, les sons seront différents.

Les montages à générateur-horloge, comme celui de la figure 11, peuvent convenir pour réaliser des alarmes, des avertisseurs ou, plus simplement des carillons perfectionnés reproduisant des mélodies de seize notes dont quelques-unes pourront se reproduire deux ou plusieurs fois par le procédé permis par les NAND.

De cette manière on économisera, dans le montage de la figure 7, quelques circuits de note comme, par exemple, celui composé de R_1, Q_1 et R_a.

Un jeu harmonieux peut être réalisé à l'aide des montages décrits à décodeur 74154, en connectant les sorties de ce décodeur à des LEDS de différentes couleurs de la manière indiquée à la figure 12.

Ce système opto-électronique fonctionne de la manière suivante : au points de sortie du 74154 non activés, les niveaux sont 1 (ou + 5 V environ). De ce fait, les LED branchées à ces sorties ont les cathodes à une tension supérieure ou égale à celle des anodes réunies.

Par contre, la LED connectée à la sortie activée du décodeur, aura sa cathode à zéro et son anode sera, positive donc, cette LED s'allumera.

La valeur de R_3, montée entre les anodes réunies et le + 5 V est de 330 Ω ou une valeur voisine, à déterminer expérimentalement de manière à obtenir un allumage satisfaisant de la diode électroluminescente.

Convertisseur THT pour tubes GEIGER-MULLER (G.M.)

Le montage de la figure 13 est un convertisseur continu à continu permettant d'obtenir, à partir d'une batterie à basse tension une THT de quelques centaines de V.

Nous l'avons relevé dans Electronics Engineering vol 51 n° 625. Ce convertisseur est proposé par **R.-J. Harris** des laboratoires RT de Wells Somerset, Angleterre.

Dans de nombreuses applications des tubes Geiger-Muller, ceux-ci sont montés dans des dispositifs portatifs et, par conséquent, leur batterie doit durer relativement longtemps ce qui implique une consommation de courant réduite, sous une tension également réduite de la batterie incluse dans l'appareil autonome. La THT (ou HT) produite doit être réglée d'une manière continue, afin de l'ajuster aux caractéristiques du tube GM.

Dans le montage proposé, on utilise un seul circuit intégré, le CD 4093 BE (RCA) qui est un quadruple NAND-trigger de Schmitt dont le brochage est indiqué à la figure 14.

Les quatre NAND correspondent aux points de terminaison 1-2-3, 4-5-6, 8-9-10 et 11-12-13.

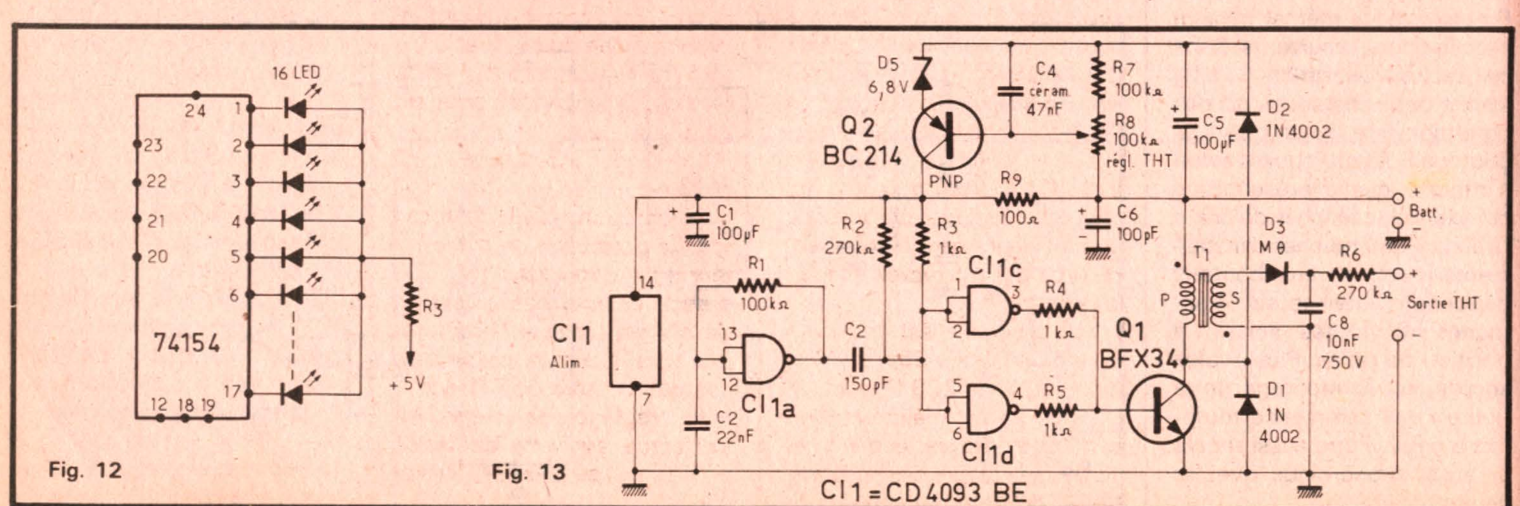


Fig. 12

Fig. 13

La masse est connectée à la broche 7 et le + alimentation à la broche (ou point terminal) 14.

On n'a pas utilisé, dans le présent montage, l'élément 8-9-10 désigné par (b). Chaque NAND-Trigger de Schmitt possède deux entrées qui sont d'ailleurs à réunir comme on le voit sur la figure 13.

Ce CI peut fonctionner normalement avec une tension d'alimentation de 3 à 18 V. On a désigné les trois éléments utilisés par (a) (b) et (d). L'élément (a) est monté en oscillateur qui commande la durée des impulsions produites par Q_2, CI-1(c) et CI-1(d). Les impulsions agissent sur Q_1, qui avec le transformateur T_1, constitue un convertisseur de tension. L'énergie emmagasinée dans T_1, lorsque le transistor Q_1 est conducteur est libérée lorsque Q_1 passe au blocage. De cette énergie, la plus grande partie est transmise à C_8 par l'intermédiaire du secondaire du transformateur tandis que l'énergie restante est utilisée pour la charge du condensateur C_5.

Dès que la tension aux bornes de ce condensateur atteint la valeur nécessaire rendant Q_2 conducteur la durée de l'impulsion est diminuée ce qui réduit le courant demandé à l'alimentation. Cela stabilise la tension de crête du primaire du transformateur et, également celle du secondaire. La résistance R_6 limite le courant consommé par le tube Geiger-Muller. Le point de sortie doit être relié au tube par une connexion aussi courte que possible. On notera que la consommation de courant dépend de la fréquence de l'oscillation de l'élément CI-1(a) qui, à son tour dépend de la vitesse de détection des particules effectuée par le tube G.M. Avec les valeurs du schéma, la tension fournie au tube a une stabilité définie par ± 2 %, pour une basse tension d'alimentation pouvant varier entre 6 et 12 V.

Le courant à la sortie THT, peut atteindre 25 μA. Sans charge, le courant d'alimentation est de 4 mA pour une tension de 9 V. Pour régler la THT on dispose du potentiomètre R_8 de 100 kΩ.

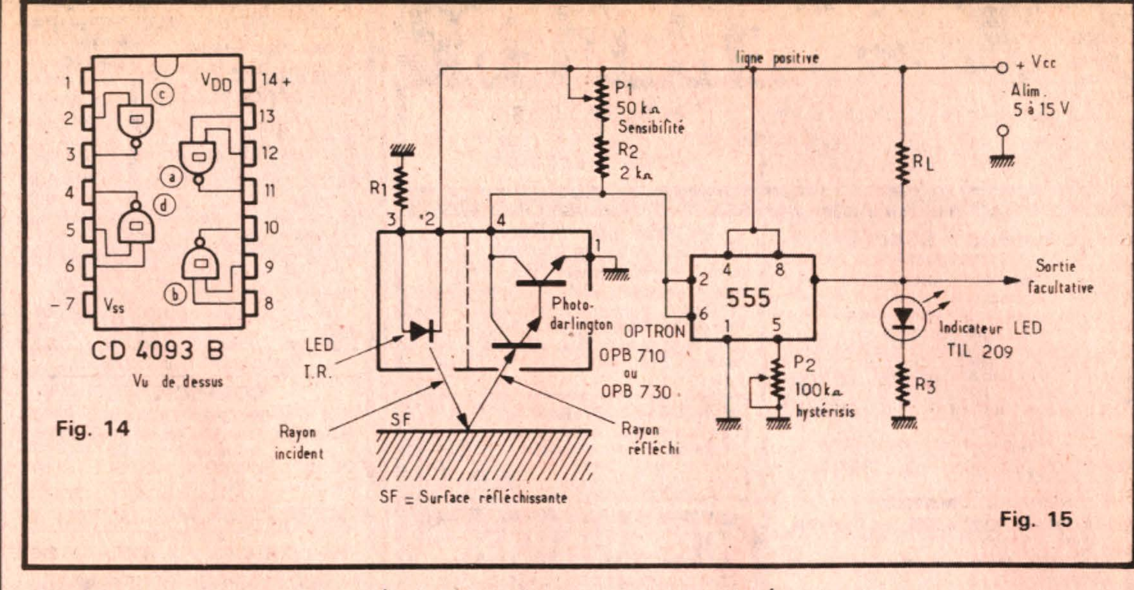


Fig. 14

Fig. 15

En ce qui concerne le transformateur T_1, le primaire comporte huit spires de fil de 0,56 mm de diamètre et le secondaire 370 spires de fil de 0,06 mm, bobiné en nid d'abeille.

Vérificateur du facteur de réflexion des objets

Le montage de la figure 15 a été proposé par **Sudarshan Sarpangal** dans **Electronics Engineering** vol 51 n° 625. C'est une variante améliorée d'un montage analogue dû à ce même auteur, publiée précédemment. Comme capteur on a utilisé un OPB 710 ou OPB 730 de Optron. Ce montage trouvera des applications dans de nombreux domaines de l'électronique comme le contrôle industriel, intrumentation, cartes perforées, bandes magnétiques, etc. Dans le capteur on trouve une LED au Ga A s infrarouge et un phototransistor npn, montés dans un boîtier commun à quatre broches de contact, TO 72. Le type OPB 730 comporte un photodarlington et possède une meilleure sensibilité. C'est ce type qui est représenté sur le schéma.

Cet ensemble est associé à un temporisateur 555 et à une diode LED TIL 209 (Texas).

La tension d'alimentation peut être choisie entre 5 et 15 V. Les valeurs des résistances R_1 et R_3 seront choisies en fonction de la tension d'alimentation V_{cc}, comme indiquée au tableau ci-après :

Tableau I

$+V_{cc}$	+ 5 V	+10 V	+ 15 V
R_1	200 Ω	420 Ω	620 Ω
R_3	100 Ω	220 Ω	330 Ω

On dispose de réglages de sensibilité et d'hystérésis. Le fonctionnement peut s'expliquer de la manière suivante.

La lumière émise par l'émetteur d'infrarouges (la LED du OPB) n'est pas reçue directement par le transistor ou le darlington en l'absence d'un objet à surface réfléchissante. De ce fait, les points 2 et 6 réunis du temporisateur 555 se trouvent au niveau haut et, le niveau de la sortie 3 est bas. Si un objet est réfléchissant et disposé devant le capteur, le photodarlington passe à la conduction en raison de la lumière qu'il reçoit. De ce fait, le niveau des points 2 et 6 du 555 tombe à 0,33 V_{cc} et la tension du point de sortie est au niveau haut.

La diode indicatrice LED s'allume.

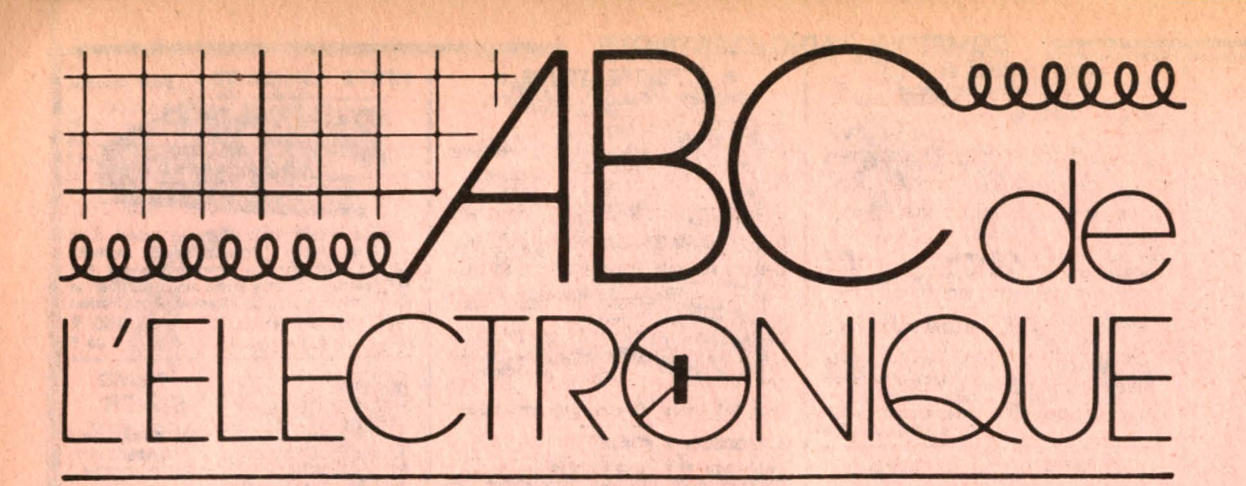
Remarquons dans ce montage la possibilité de choisir la tension d'alimentation V_{cc}. En particulier, une basse tension de 5 V peut être suffisante et par conséquent, la sortie sera compatible avec les TTL à 5 V.

Le réglage de sensibilité s'effectue avec P_1 de 50 Ω, monté en série avec R_2 de 2 kΩ.

Le capteur est branché comme suit : broche 1 à la masse, broche 2 au + V_{cc}, broche 3 à la masse par R_1 (voir tableau), broche 4 au point 2 du 555.

La charge R_2 sera déterminée expérimentalement. Elle dépend de la valeur de V_{cc}.

F.J.



PREAMPLIFICATEURS D'ANTENNES

DANS le cas le plus simple, le préamplificateur d'antenne est disposé entre la sortie de signal de l'antenne et l'entrée de signal d'un appareil récepteur de signaux haute fréquence, comme on peut le voir à la figure 1.

Deux câbles coaxiaux d'impédance Z appropriée effectuent les liaisons entre les trois éléments de l'ensemble.

Bien entendu, les adaptations sont effectuées de manière à ce que le souffle soit réduit jusqu'au minimum et le gain soit maximum.

On sait que l'adaptation la meilleure, pour le gain, n'est pas la même que celle pour la réduction du souffle et, il est nécessaire de choisir l'une ou l'autre ou une adaptation de compromis.

Pour simplifier notre exposé nous supposerons que l'on a effectué l'adaptation pour le meilleur gain.

Cela signifie que le maximum de la puissance captée par l'antenne sera transmis au récepteur.

Les préamplificateurs d'antenne peuvent être établis de différentes manières selon les services que l'on attend d'eux. On peut en établir pour n'importe quelle fréquence ; en radio AM et FM, en télévision et dans toutes autres applications où on transmet un signal à haute fréquence, depuis une antenne jusqu'à une utilisation.

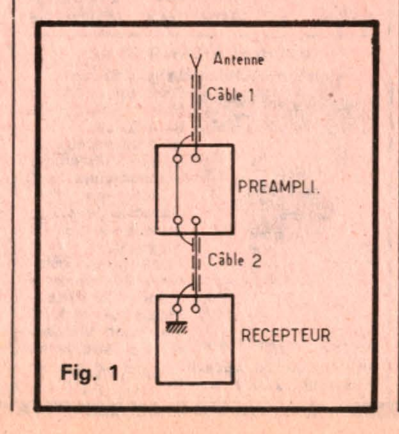


Fig. 1

De ce fait, il y aura des dispositifs à accord sur des fréquences comprises entre 100 kHz et 1 000 MHz ou plus. Un préamplificateur peut être établi, en ce qui concerne son accord, de plusieurs manières :

1° à accord fixe sur une seule émission ;

2° à accord variable, pour transmettre les signaux de plusieurs émissions, dans d'aussi bonnes conditions que dans le cas précédent ;

3° apériodiques, autrement dit à bande large ou très large, transmettant sans réglage, toutes les émissions s'effectuant dans la bande prévue, par exemple entre 40 MHz et 1 000 MHz, ce qui couvre les émissions TV, FM et les OC de fréquences supérieures à 40 MHz. En général le gain est plus élevé si la bande est plus étroite. Dans les mêmes conditions, le souffle (dit aussi « bruit » est plus réduit.

La meilleure solution est donc de disposer de préamplificateurs à bande étroite mais si l'on désire recevoir un grand nombre d'émissions, il faudra disposer de plusieurs préamplificateurs à bande étroite.

Les préamplificateurs accordables sont aussi bons mais on sera obligé de les régler pour chaque émission. Cela est facile si le préamplificateur est disposé à proximité de l'appareil récepteur.

Si, toutefois, le préamplificateur est installé près de l'antenne, il est encore possible de le régler à distance, en le munissant d'un système

d'accord à distance complexe, ou simple, par exemple à diode à capacité variable.

Actuellement, certains fabricants de semi-conducteurs ou d'autres composants électroniques, ont étudié des préamplificateurs à large bande dont le comportement au point de vue du souffle est très satisfaisant. Cela signifie que leur présence dans le circuit antenne-utilisation, réduit (ou, dans le pire des cas, n'augmente pas) le souffle, tout en augmentant le gain.

La puissance des préamplificateurs

Supposons que l'adaptation de cinq éléments de la figure 1 s'effectuent de la manière la plus simple, qui, d'ailleurs, est la plus répandue en utilisant une antenne de 75 Ω des câbles coaxiaux de même impédance et un récepteur à entrée de 75 Ω également.

Le maximum de puissance sera transmis au récepteur. Des pertes sont à prévoir en raison de la présence des câbles : soit P_p la puissance à la sortie du préamplificateur et P_u la puissance appliquée à l'entrée du récepteur.

Les pertes de puissance peuvent être représentées par le rapport,

$$r = P_p / P_u$$

ou, par le nombre de décibels correspondant,

$$N \text{ (décibels)} = 10 \log (P_P / P_U)$$

Par exemple, si $P_p / P_u = 2$, on a :

$$10 \log 2 = 30 \text{ dB}$$

car le logarithme décimal de 2 est 0,3.

Le nombre N est proportionnel à la longueur totale des câbles 1 et 2. Les fabricants de câbles, indiquent les pertes en **décibels par mètre** (ou un **multiple de mètre**).

Par exemple un câble coaxial utilisé habituellement, de 75 Ω, donne lieu à un affaiblissement (ou atténuation) de : 6,5 dB à 50 MHz ; 9,5 dB à 100 MHz ; 14 dB à 200 MHz, 24 dB à 500 MHz ; 29 dB à 700 MHz, pour **100 mètres de câble**.

Soit le cas d'un récepteur FM où f = 100 MHz environ. L'affaiblissement est de 9,5 dB par 100 mètres. Soit une longueur de câble de 50 mètres, l'affaiblissement sera de 4,25 dB. La puissance aura été affaiblie de 2,66 fois.

En effet, on a,

$$\log 2{,}66 = 0{,}425$$
$$10 \log 2{,}66 = 4{,}25 \text{ dB de puissance}$$

Si le même câble doit servir à la transmission de signaux à d'autres fréquences les pertes de puissance seront d'autant plus grandes que la fréquence sera élevée.

Ainsi, dans la même installation, si f = 200 MHz (TV bande III), les pertes seront de 7 dB, pour 50 mètres. La diminution de puissance sera de cinq fois.

On admet actuellement qu'un téléviseur doit recevoir à ses bornes d'entrée 0,5 mV pour les signaux des bandes I et III. La puissance correspondante est donnée par la formule classique :

$$P_u = e^2 / R.$$

ou $e^2 = 0{,}25$ mV au carré, et R = 75 Ω.

De cette formule on tire,

$$P = 0{,}25 \ . \ 10^{-6} / 75 \text{ W}$$

Comme les pertes sont de cinq fois le préamplificateur devra fournir une puissance de $P_a = P_u$. Les tensions sont évaluées en valeurs efficaces.

Remarquons qu'avec un préamplificateur à large bande ayant un gain constant à toutes les fréquences, le récepteur ne recevra pas des signaux constants en raison de la non linéarité de la transmission des câbles. Soit, maintenant, un préamplificateur donnant un gain de 30 dB. Cela correspond à un rapport,

$$P_p / P_a = 1\,000 \text{ fois}$$

car 10 log 1 000 = 30.

La puissance P_a fournie par l'antenne sera alors 1 000 fois plus petite.

Préamplificateurs de puissance

Un préamplificateur de puissance doit fournir une puissance n fois plus grande si le nombre des récepteurs à alimenter est n.

Voici maintenant quelques exemples de préamplificateurs d'antenne, à bande large ou très large.

Préamplificateur 40 à 860 MHz

Ce préamplificateur, proposé par SGS, est à très large bande car il couvre les canaux de TV en VHF et UHF et la bande FM située vers 100 MHz.

Le schéma de ce préamplificateur est donné à la figure 2. Ce schéma indique les branchements de l'ensemble des composants, dont deux transistors PNP du type BFT95 spécialement étudiés pour l'amplification aux fréquences très élevées, jusqu'à 1 000 MHz.

On peut voir que les deux transistors Q_1 et Q_2 sont montés en émetteur commun. Les liaisons sont à résistances-capacités, mais avec adjonction de composants améliorant le gain aux fréquences élevées.

Remarquons aussi que ce préamplificateur nécessite une alimentation « négative », c'est-à-dire une alimentation avec le pôle + à la masse.

Autre particularité, les résistances de polarisation R_4 et R_8 sont de 33/2 Ω, constituées par deux résistances de 33 Ω en parallèle. Elles doivent être disposées en angle droit. Pour conserver un bon rendement aux fréquences les plus élevées, les longueurs des connexions doivent être réduites autant que possible car un millimètre de connexion de 0,3 mm de diamètre correspond à un coefficient de self-induction de 1 nH et produit un affaiblissement de 1 dB à 1 GHz = 1 000 MHz).

Pour obtenir des connexions courtes, une étude très sérieuse des circuits et des composants doit être effectuée avant les essais d'une maquette.

Il sera tout indiqué d'adopter des composants de très petites dimensions, disposés de

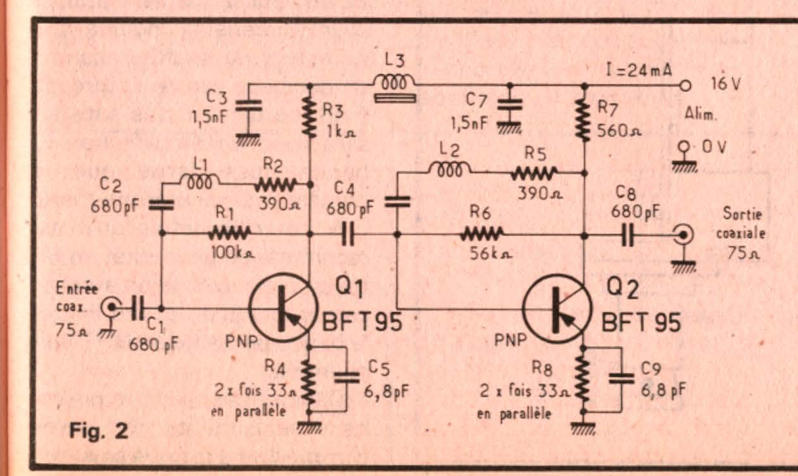


Fig. 2

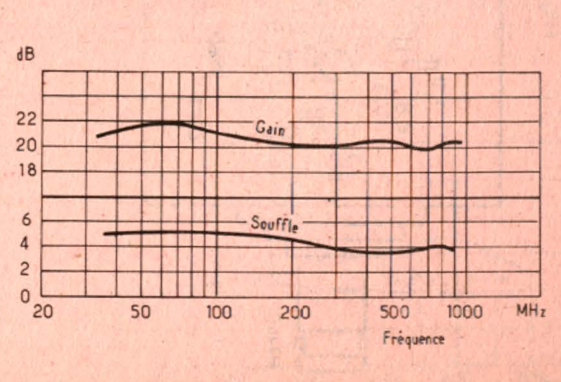


Fig. 3

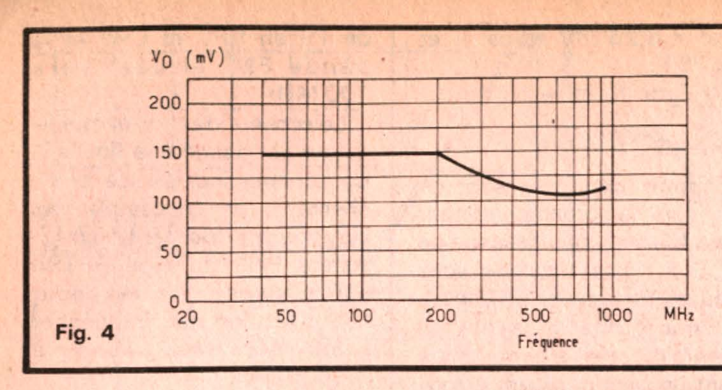


Fig. 4

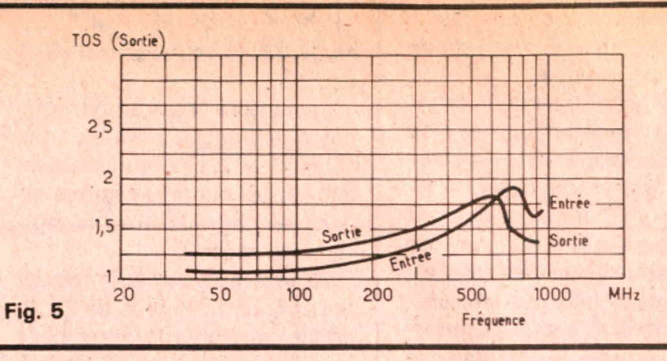


Fig. 5

manière à ce qu'ils soient proches les uns des autres, tout en évitant le voisinage de connexions pouvant donner lieu à des oscillations ou à une instabilité à certaines fréquences.

Le choix des résistances et des condensateurs se fera en tenant compte également de leur comportement aux fréquences très élevées, donc : résistances à couche métallique, non inductives, condensateurs de forme et à diélectrique spéciaux. Ce préamplificateur peut donner une tension de sortie de 100 mV pour – 60 dB d'intermodulation. Il conviendra dans les ensembles de distribution TV de petite importance, alimentant 4 à 8 récepteurs de TV ou FM.

Analyse du schéma

Voici les particularités que l'on peut relever sur le schéma qui, d'ailleurs, se révèle classique.

1° La ligne – 16 V d'alimentation posède deux parties, chacune pour un transistor, séparées par des composants de découplage C_3, L_3 pour Q_1, C_7 pour Q_2. On a monté une bobine, au lieu d'une résistance car le courant est de 24 mA et la bobine évite une chute de tension pour le transistor Q_1.

2° Les collecteurs des deux transistors ont des charges de valeurs différentes, 1 kΩ et 560 Ω.

3° Liaisons comportant des bobines comme L_2, combinées avec des boucles de contre-réaction.

4° Isolation galvanique (en continu) des organes extérieurs à l'amplificateur par C_1 et C_8. Sortie par fiches coaxiales, recevant les fiches terminales des câbles coaxiaux de 75 Ω d'entrée et de sortie.

5° Chaque boucle de contre-réaction comporte une bobine (L_1, L_2) dont l'effet de résonance est amorti par une résistance-série (R_2 et R_5).

6° Polarisation des bases, à partir des collecteurs pour les résistances R_1 et R_6. Les bases sont isolées des boucles de contre-réaction par C_2 et C_6, mais R_1 et R_6 amortissent les bobines en tant que résistances parallèles. Leurs valeurs sont toutefois élevées et leur action faible.

7° Compensation du gain aux fréquences élevées par les circuits d'émetteurs des transistors Q_1 et Q_2. En effet, pour Q_1 par exemple, R_4 est shuntée par une capacité C_5 de 6,8 pF.

La réactance de C_5 à 100 MHz est,

$$X_c = \frac{1}{2\pi \; fC} \Omega,$$

avec f en MHz et C en µF, on trouve,

$$X_c = 234 \; \Omega$$

La capacité a peu d'influence en tant qu'élément de découplage. Donc il y a contre-réaction par R_4 de 33/2 Ω.

Si f = 1 000 MHz, X_c est 10 fois moindre et on a X_c = 23,4 Ω. De ce fait, la contre-réaction est beaucoup plus faible et le gain à 1 000 MHz plus élevé qu'à 100 MHz. Grâce au divers dispositifs d'amélioration du gain lorsque la fréquence augmente, l'amplificateur sera aux mesures et, à l'usage, à gain presque linéaire entre 40 MHz et 900 MHz. Cela est visible sur la courbe supérieure de la figure 3. Le gain se maintient entre 20 et 22 dB. Sur la même figure, la courbe inférieure indique que le facteur de souffle, exprimé en décibels, est de l'ordre de 4 dB, ce qui est très satisfaisant avec un amplificateur à bande aussi large que le modèle analysé présentement.

A noter toutefois qu'il est recommandé de monter un filtre en série avec le préamplificateur lorsqu'on désire limiter la bande passante au UHF uniquement.

Dans ce cas, un filtre passe-haut sera monté à l'entrée comme il sera indiqué plus loin.

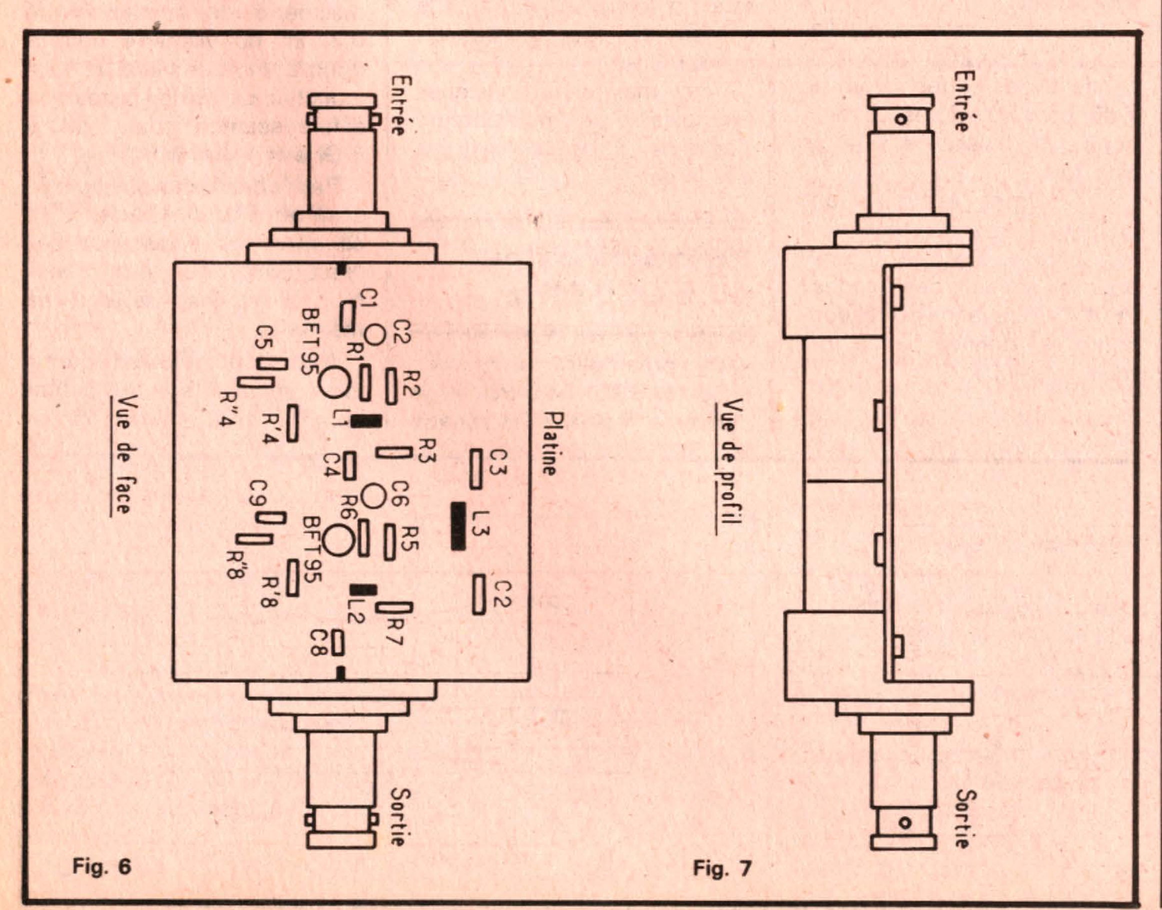


Fig. 6

Fig. 7

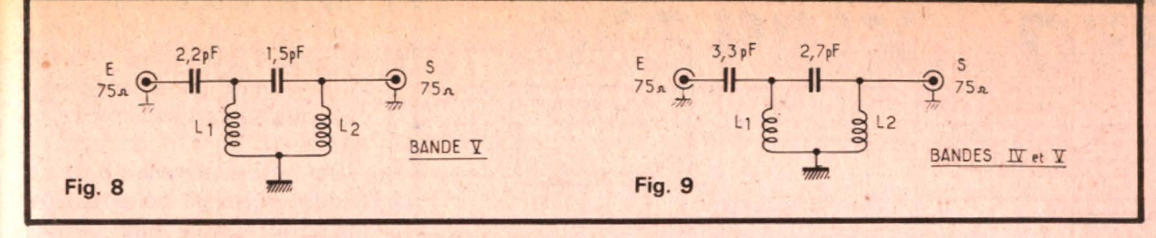


Fig. 8

Fig. 9

A la figure 4 on donne la tension de sortie du montage proposé, en fonction de la fréquence.

On peut voir que cette tension V_o se maintient à 150 mV (0,15 V) jusqu'à 200 MHz. Elle diminue ensuite, jusqu'à 125 mV environ lorsque f atteint 750 MHz.

A la figure 5 on donne le taux d'ondes stationnaires TOS. Celui-ci est meilleur aux fréquences basses qu'aux fréquences élevées, mais dans tous les cas, il se maintient entre 1 et 1,75 aussi bien à l'entrée qu'à la sortie.

Bobines

On pourra les réaliser soi-même de la manière indiquée ci-après.

L_1 = 8 spires de fil de 0,5 mm de diamètre sur air, diamètre 3,5 mm.

L_2 = 6 spires, même fil, même diamètre de la bobine.

L_3 = bobine d'arrêt de 2 μH, existe dans le commerce en valeur fixe ou réglable avec noyau de ferrite.

Construction

Le mode de construction de ce genre de montages électroniques, fonctionnant à des fréquences très élevées, est aussi important que la conception du schéma et les valeurs des éléments. A la figure 6 on montre la platine imprimée vue de la face supérieure, avec indication des composants L, C, R et transistors Q_1 et Q_2, du type BFT95.

A la figure 7 on donne la vue de profil du support de la platine. Sur les deux figures, on remarquera la réalisation mécanique de précision et les fiches coaxiales d'entrée et de sortie.

Filtres passe-haut

Des filtres de ce genre, peuvent être réalisés selon les schémas des figures 8 et 9.

Celui de la figure 8 ne laisse passer que les signaux UHF de la bande V, donc supérieurs à 600 MHz environ. Les capacités sont de 2,2 pF du côté entrée et de 1,5 pF du côté sortie.

Les bobines sont réalisables rapidement avec du fil de 0,5 mm de diamètre ; diamètre de la bobine 3,5 mm. Le filtre passe-haut de la figure 9 laisse passer les signaux UHF des deux bandes IV et V, donc, au-dessus de 400 MHz environ. On peut voir que les capacités sont plus élevées que dans le filtre précédent, les deux bobines restant les mêmes.

Lorsque la bande passante est réduite, on diminue le souffle, c'est-à-dire on augmente le rapport S/B = rapport signal à souffle (ou « bruit »).

Préamplificateur bandes IV et V de haut niveau avec SH221

Proposé également par SGS, cet amplificateur utilise un module SH221, précédé d'un filtre passe-haut et suivi d'un étage amplificateur à transistor NPN, BFW94 SGS.

Le schéma de ce préamplificateur est donné à la figure 10. Le filtre passe-haut peut se composer des mêmes éléments que ceux décrits plus haut, pour précéder le module SH221. Celui-ci est un assemblage compact de tous les composants constitutifs d'un amplificateur destiné aux UHF, s'il est précédé du filtre adéquat.

Le gain est augmenté grâce à l'étage de sortie réalisé avec le transistor BFW94, monté en émetteur commun et associé à des circuits accordés à lignes, donc spéciaux pour les ultra hautes fréquences.

Le transistor BW94 possède d'excellentes caractéristiques en UHF pour amplifier jusqu'à 3 GHz (3 000 MHz). En UHF le gain est de 26 dB et le niveau de sortie est de 110 dB/μV avec un niveau d'intermodulation de – 60 dB.

Ce montage doit être effectué sur une platine imprimée. **Les circuits $\lambda/4$ sont imprimés** et ont les dimensions nécessaires pour l'accord prévu.

L'adaptation est réalisée à l'entrée de 10 Ω du transitor, avec L_1 quart d'onde, à la fréquence de 700 MHz.

A noter que le transistor BW94 possède deux sorties d'émetteur mises à la masse. Cela diminue les valeurs des self-inductions parasites, augmente le gain et réduit la distorsion due à l'intermodulation.

La tension V_{CE}, entre collecteur et émetteur, est de 7,5 V. Des mesures ont été effectuées et on a pu établir ainsi les courbes des figures 11 et 12.

A la figure 11, la courbe « GAIN » permet de constater qu'aux UHF, de 400 MHz à 900 MHz, le gain aux fréquences adoptées en télévision est croissant, depuis 400 MHz jusqu'à 800 MHz, entre 24,5 dB et 27 dB. Ensuite le gain diminue jusqu'à 25,5 dB à 900 MHz.

Cette forme de courbe est favorable à une certaine compensation des pertes dues aux câbles, qui augmentent avec la fréquence. La courbe « SOUFFLE » (ordonnées à droite) est également favorable aux UHF les plus élevées.

A la figure 12 on donne la tension de sortie V_o en fonction de la fréquence, depuis 400 MHz jusqu'à 900 MHz.

L'allure de cette courbe est analogue à celle de gain de la figure précédente, ce qui n'a rien de surprenant.

La tension de sortie passe de 240 mV à 400 mV (à 800 MHz) pour descendre de 250 mV à 900 MHz.

Voici quelques renseignements sur le module SH221.

Il se présente sous la forme indiquée à la figure 13. Ses sept fils de contact 1 à 7 sont en ligne et pour distinguer le 1 du 7, on remarquera les trois groupements 1 et 2 ensuite 3 et 4 et enfin 5, 6, 7.

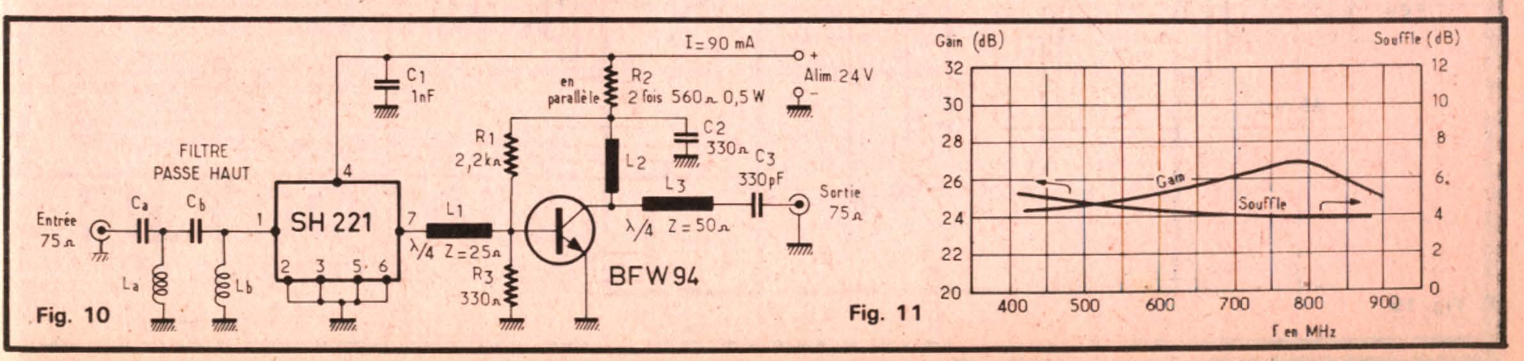


Fig. 10

Fig. 11

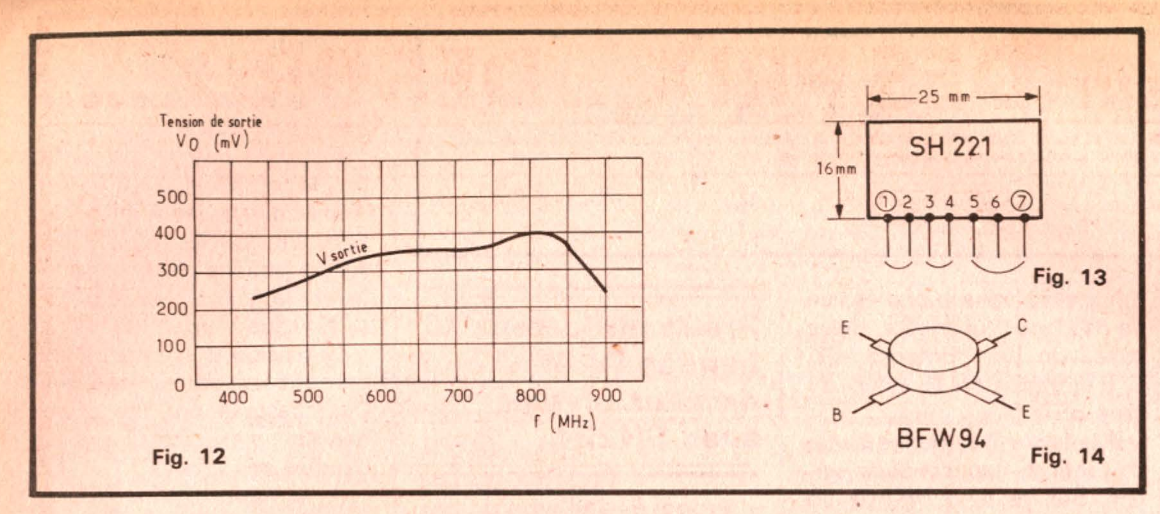


Fig. 12

Fig. 13

Fig. 14

La masse est la réunion des fils 2, 3, 5 et 6, l'entrée est au 1 et la sortie au 7 tandis que le 4 doit être connecté à la ligne positive de + 24 V par rapport à la masse.

Cet amplificateur consomme beaucoup, 90 mA. La puissance consommée, en continu est donc :

$P_d = 24 \cdot 90/1000 = 2,15$ W

La puissance de sortie, efficace est, à 600 MHz par exemple, donnée par la formule V_o^2/R, avec $V_o = 0,35$ V et R = 75 Ω, ce qui donne,

$P = 0,35^2/75 = 0,001633$ W

ou, encore,

P = 1,633 mW

Le courant disponible est,

$I = P/V_o = 1,633/0,35$ mA, ou I = 4,66 mA

Voici à la figure 14, l'aspect du transistor BFW94 avec ses quatre contacts dont deux d'émetteur comme on l'a précisé plus haut.

Le courant de collecteur de ce transistor est $I_c = 55$ mA.

Les lignes λ/4

La forme particulière de ces lignes, réalisées en circuits imprimés doit être déterminée théoriquement et vérifiée expérimentalement.

Sur le schéma de la figure 10 on voit que les lignes sont connectées comme suit :

a) L_1 entre le point 7 du module et la base du transistor BFW94, reliée aux résistances R_1 et R_3.

b) L_2, entre le collecteur du transistor et R_2 et C_2.

c) L_3, entre le collecteur et C_3, ce dernier aboutissant à la sortie de l'amplificateur effectuée sur fiche coaxiale de 75 Ω.

Le transistor est représenté avec ses quatre points de contact et on voit que ses électrodes B, C, E sont reliées aux lignes comme on vient de l'indiquer.

Nous avons reproduit l'amplificateur en grandeur réelle ; ses dimensions sont de 75 mm × 85 mm, les fiches coaxiales étant exclues (voir figure 15).

De ces analyses, on peut déduire que la construction des préamplificateurs de ce genre n'est pas à la portée des amateurs, en raison, surtout de la difficulté de la réalisation mécanique de la platine avec ses supports et ses fiches mais il existe des amateurs qui ont réussi à construire des appareils encore plus délicats que ceux décrits.

F. JUSTER

75 mm
85 mm
C2 L2 COL. EM EM BASE L3 R2 C1 R1 ENTREE 75Ω R1 L1 R3 C3 SORTIE 75Ω 1 SH 221 7
C Repère EM EM B

Fig. 15

LISEZ TOUT ATTENTIVEMENT DES PRIX... DES PRIX...

ATTENTION : LES PRIX CI-DESSOUS sont RESERVES aux LECTEURS du HAUT-PARLEUR, lors de vos achats, précisez que vous êtes lecteur du HAUT-PARLEUR, ou mieux encore, presentez la carte d'acheteur (qui vous sera immédiatement envoyée contre enveloppe timbrée).

CHAUFFAGE ELECTRIQUE — Nous sommes vendeurs — AGREE E.D.F.

ACCUMULATION

SERIE DYNAMIQUE TOTAL

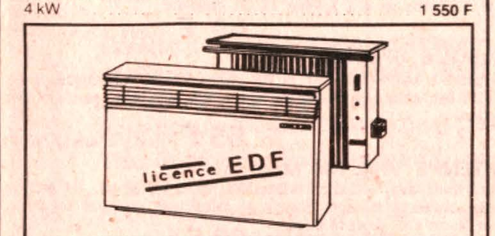
La chaleur accumulée la nuit à TARIF réduit est restituée GRATUITEMENT tout au long de la journée.

CALDER		CID		ASTORIA		AIRELEC MATERIEL SUPER	
2 kW	**1 806 F**	2 kW	**2 217 F**	2 Kw	**1 972 F**	2 kW	**2 051 F**
3 kW	**2 226 F**	3 kW	**2 318 F**	3 kW	**2 580 F**	3 kW	**2 471 F**
4 kW	**2 478 F**	4,5 kW	**2 636 F**	4 kW	**2 902 F**	4 kW	**2 788 F**
5 kW	**2 730 F**	6 kW	**3 198 F**	5 kW	**3 330 F**	5 kW	**3 167 F**
6 kW	**2 940 F**	8 kW	**3 995 F**	6 kW	**3 582 F**	6 kW	**3 593 F**
8 kW	**3 760 F**			8 kW	**4 467 F**	7 kW	**4 008 F**
						8 kW	**4 564 F**

SERIE STATIQUE COMPENSE

Ces accumulateurs recommandés par EDF accumulent de nuit, restituent de jour mais un système direct permet des reprises de jour selon les besoins. Cette série est équipée du contacteur JOUR/NUIT et du thermostat d'ambiance. L'installation est très simple.

3 kW .... **1 350 F**
4 kW .... **1 550 F**



ACCESSOIRES CHAUFFAGE

- THERMOSTAT D'AMBIANCE MURAL .... **70 F**
- CONTACT AUTOMATIQUE JOUR/NUIT automatique avec marche manuelle forcée
  MONOPHASE 32 AMPERES .... **245 F**
  TRIPHASE 32 AMPERES .... **265 F**
- THERMOSTAT BILAME 16 AMPERES .... **29 F**
- THERMOSTAT BULBE 16 AMPERES .... **29 F**
- INTERRUPTEUR avec voyant incorporé 16 A .... **18 F**
- CLAVIER 3 TOUCHES 16 AMPERES .... **49 F**
- RESISTANCES BLINDEES 220 V-700 W .... **59 F**
- RESISTANCES BLINDEES 220 V-800 W .... **69 F**
- RESISTANCES BLINDEES 220 V-1 000 W .... **79 F**
- RESISTANCE BLINDEE AILETTE 1 000 W série vitrifiée ⌀ 16 mm .... **125 F**
- THERMOSTAT d'AMBIANCE EMBROCHABLE EXCEPTIONNEL 20 AMPERES .... **145 F**
- TURBINE TANGENTIELLE pour accumulation FABRICATION EXTRA : I.T.T.
  MODELE STANDARD .... **98 F**
  GRAND MODELE .... **135 F**

CONVECTEURS

CONVECTEURS MURAUX NORMES N.F.

AIRELEC EXTRA-PLATS

Résistance blindée à ailettes. Thermostat bulbe très fiable. Interrupteur M/A.

500 W	**269 F**	1 500 W	**338 F**
750 W	**285 F**	2 000 W	**385 F**
1 000 W	**289 F**	2 500 W	**492 F**

AIRELEC série CB

Luxueuse présentation façon TECK-thermostat bulbe. Interrupteur M/A.

1 500 W .... **359 F** — 2 000 W .... **435 F**

DEVILLE Inter et thermostat

1 000 W .... **314 F** — 2 000 W .... **385 F**
1 500 W .... **374 F** — 2 500 W .... **448 F**

CONVECTEURS SPECIAUX

Salle de bains, double isolement

AIRELEC 500 W .... **365 F**
1 000 W .... **385 F**
DEVILLE 1 000 W .... **385 F**

UN ARTICLE DE QUALITE

SOUFFLANT MURAL 2 usages :
- Eclairage
- Chauffage par turbine tangentielle et résistance 2 000 W.

NOTRE PRIX .... **370 F**

UNE SERIE EXTRAORDINAIRE

Mais en quantité limitée

CONVECTEURS MIXTES 2 possibilités :
- MURAL
- SUR PIEDS

2 ALLURES DE CHAUFFE
THERMOSTAT D'AMBIANCE
2 MODELES STATIQUES
2 000 W .... **280 F**
3 000 W .... **380 F**
1 MODELE DYNAMIQUE à turbine tangentielle 2 000 W
- 2 allures de chauffe tangentielle
- 2 allures de chauffe dynamique
- 1 allure ventilation été

NOTRE PRIX .... **489 F**

CONVECTEURS SUR PIEDS
- 1 000 W .... **170 F**
- 1 500 W .... **190 F**
- 2 000 W .... **210 F**

RADIATEURS A HUILE

DEVILLE-SOGAL-BRUNNER
selon disponibilités sur roulettes avec thermostat

1 500 W .... **280 F** — 2 500 W .... **460 F**
2 000 W .... **350 F** — 3 000 W .... **490 F**

RADIATEURS A GAZ BUTANE

MOBILE SUR ROULETTES silencieuses.
TYPE INFRA-ROUGE « 3 allures »
double sécurité norme NF. **UN PRIX** .... **389 F**
Type catalyse allumage piezo électrique. **PRIX** .... **789 F**

CHAUFFE-EAU ELECTRIQUE

Grandes **MARQUES FRANÇAISES.** Nous ne vendons plus de matériel d'importation pour des raisons de difficultés d'approvisionnement et de durée de garantie trop limitée à notre avis. VERTICAUX et HORIZONTAUX à fixation MURALE ET SUR PIEDS. Extrait de notre tarif série verticale murale.

50 litres	**751 F**	150 litres	**1 164 F**
75 litres	**853 F**	200 litres	**1 264 F**
100 litres	**951 F**		

GROUPE SECURITE NORME NF : 100 F
(NOUS N'AVONS PAS MODIFIE NOS PRIX CHAUFFE-EAU DEPUIS 2 ANS)

HAUTE FIDELITE — STEREO

En raison de nos BAS PRIX et en fonction d'un marché national de la HI-FI en constante mutation, nous limitons volontairement notre STOCK PERMANENT afin de pouvoir disposer et vous fournir les tous DERNIERS MODELES dans les MEILLEURES MARQUES. Nous ne vendons pas de « QUEUES DE SERIES », de lots ou matériel déclassé. C'EST UNE GARANTIE POUR VOUS ACTUELLEMENT DISPONIBLES.

- AMPLIS GRANDES MARQUES
  2 × 35 watts .... **890 F**
  2 × 60 watts .... **1 190 F**
- PLATINES TOURNE-DISQUES
  TECHNICS 5 L 3100, direct sans cellule .... **800 F**
  PHONIA, courroie avec cellule magnétique retour automatique .... **595 F**
  QUANTA 720 BSR, automatique, cellule magnétique .... **655 F**
- PLATINES CASSETTES
  PHONIN chargement frontal, système DOLBY
  TROUVEZ MOINS CHER !! .... **835 F**
- ENCEINTES
  FTC 20, 20 watts .... **155 F**
  FTC 25, 2 voies,, 25 W .... **189 F**
  FTC 35, 3 voies, 35 W .... **289 F**
  PHONIA BR 350, 40 W .... **639 F**
  PHONIA BR 400, 60 W .... **779 F**
- CASQUES
  TYPE 1001 STEREO .... **58 F**
  TYPE DX 124, avec chambre de décompression, volume contrôle inverseur MONO-STEREO .... **95 F**

MEUBLES RACK HIFI MODELES LUXUEUX NOIRS
- 3 ETAGES + compartiments disques .... **175 F**
- 4 ETAGES + compartiments disques .... **195 F**
- MODELE LARGE pour chaînes COMPACT et divers .... **260 F**

Ces meubles sont équipés de boîte de dérivation pour brancher 5 éléments.

DEPARTEMENT AUDIO

DES ARTICLES SUPER à DES PRIX EXTRA-SUPER

- RADIO REVEIL
  Digital GO-FM avec programmateur sommeil, réveil par radio ou vibreur .... **179 F**
  Par 3, l'unité **159 F**
- MAGNETOPHONE à cassettes
  Piles secteur, avec housse, micro incorporé .... **189 F**
  Par 3, l'unité **169 F**
- TRANSISTORS EXTRA
  GO avec écouteur et piles .... **50 F**
  PO-GO avec écouteurs et piles .... **75 F**
  PO-GO pile secteur avec piles .... **129 F**
- RADIO-CASSETTES
  - CONIC GO-FM
    Micro incorporé, stop magnétique, pile, secteur .... **355 F**
  - ELECTRON 4 gammes PO-GO-OC-FM pile, secteur, micro incorporé, stop automatique .... **465 F**
  - CONIC, pile, secteur
    PO-GO-OC-FM, micro incorporé, stop automatique.
    UN MAGNETO K7 SUPER .... **465 F**

ET LE FIN DU FIN...

- RADIO-CASSETTES RUSH 701, piles, secteur, 4 GAMMES PO-GO-OC-FM,
  2 HAUT-PARLEURS — Puissance de sortie 7 W
  2 MICROS INCORPORES
  Nombreuses possibilités

NOTRE PRIX .... **1 090 F**

SANS COMMENTAIRES !!

DES AFFAIRES A SAISIR

- PROGRAMMATEUR THEREN-TIMER jusque 3 500 W, en 220 V .... **110 F** — Par 3, l'unité .... **100 F**
- FICHES COAXIALES TELE mâles automatiques
  les 10 .... **10 F**
  les 50 .... **40 F**
- TABLES TELE (en emballage), teinte acajou palissandre, pied bas tourné .... **139 F**
- MEUBLE-BAR TELE (en emballage) .... **249 F**
- TABLES TELEdéballées à prendre sur place , **de 50 à 100 F**
- RADIATEUR SOUFFLANT 2 000 W, 3 allures dont ventilation ETE avec turbine tangentielle .... **140 F**
  Par 2, l'unité .... **130 F** — Par 5 et plus, l'unité .... **120 F**
- ESCABEAU ALUMINIUM, très bel article
  3 marches .... **80 F** — 6 marches .... **130 F**
  4 marches .... **95 F** — 8 marches .... **175 F**
- ANTENNES AUTO gouttière complète avec câble et fiche .... **10 F** — Par 5 et plus, l'unité .... **8 F**
- TABLE à repasser avec jeannette .... **80 F**
- MEUBLE BIBLIOTHEQUE façon TECK .... **195 F**

MONTRES A QUARTZ, cristaux liquides, affichage permanent, 5 fonctions : heures, minutes, secondes, jour, mois :
- MODELE HOMME bracelet métal imperdable .... **110 F**
- MODELE HOMME luxueux bracelet daim noir .... **130 F**
- MODELE FEMME bracelet imperdable .... **125 F**
- MODELE HOMME CHRONO .... **169 F**
- **MODELE RECTANGULAIRE DORE avec bacelet style CROCO** .... **169 F**

DES AFFAIRES EN TOUS GENRES

- CASSETTES VIERGES C 60 : **4 F** ; les 10 .... **30 F**
  C 90 : **6 F** ; les 10 .... **50 F**

CONDITIONS GENERALES

Nos prix s'entendent T.T.C.
Règlement : comptant à la commande. CREDIT GRATUIT sur 3 mois (40 % à la commande)
CREDIT jusque 36 mois possible. Nous consulter..
EXPEDITION dans toute la France.
PORT DU pour le chauffage et les gros articles.
PORT forfaitaire 13 F pour les petits articles (à rajouter à la commande).
Ces prix dans la limite du stock disponible

DOCUMENTATION (chauffage uniquement) — 10.79
Retournez le bon ci-dessous accompagné de 4 timbres (rayer BON DE COMMANDE)

BON DE COMMANDE à découper ou recopier.

NOM : ....
Adresse : ....
Veuillez m'expédier :

QUANTITE	MATERIEL	PRIX

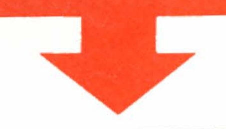
Ci-joint F ....

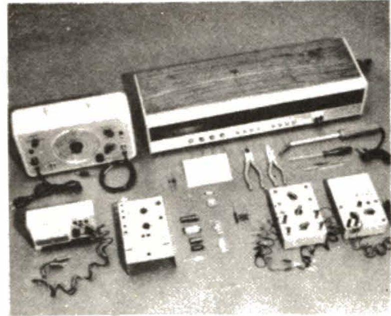
FILTROCAL S.A.R.L.

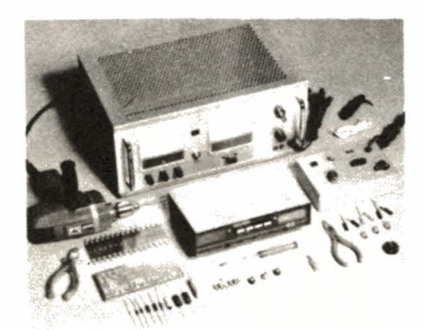
194, rue Lafayette, 75010 Paris

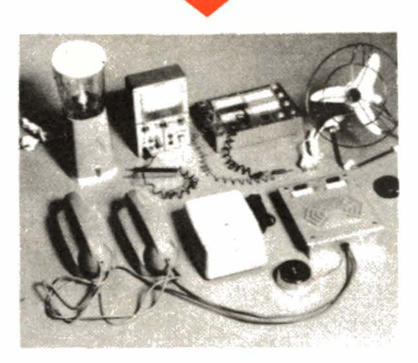
Tél. : **607.32.05 201.65.64**

M^os : Louis-Blanc, Gare du Nord, Gare de l'Est









Électronique

Le nombre des emplois offerts par l'électronique ne cesse de croître. Dans les domaines les plus variés : radio-électricité, montages et maquettes électroniques, télévision noir et blanc, télévision couleur (le manque de techniciens dépanneurs est très important), transistors, mesure électronique. En apprenant l'électronique, vous choisissez un bon métier. Vous pourrez vous y faire une situation intéressante.

A l'issue des cours, vous conserverez tout ce matériel.

Électronique industrielle

Chaque jour, l'électronique conquiert de nouveaux secteurs de l'industrie. Elle ouvre au technicien spécialisé un champ d'activité de plus en plus vaste : régulation, contrôles automatiques, asservissements. Les emplois, qui demandent de plus en plus de responsabilités, sont bien rémunérés. En devenant ce spécialiste, vous vous bâtissez un avenir solide.

A l'issue des cours, vous conserverez tout ce matériel.

Électrotechnique

Les applications industrielles et domestiques de l'électricité offrent à l'électrotechnicien un large éventail de débouchés : générateurs et centrales électriques, industrie des micro-moteurs, électricité automobile, électroménager, etc. En acquérant une spécialisation d'électrotechnicien, vous pouvez prétendre à une belle réussite professionnelle.

A l'issue des cours, vous conserverez tout ce matériel.

VOUS POUVEZ AUSSI VOUS PRESENTER AUX CENTRES REGIONAUX OU LE MEILLEUR ACCUEIL VOUS SERA RESERVE

21000 DIJON (siège social)
Rue Fernand Holweck
tél. 66.51.34

75011 PARIS
116, rue J.P. Timbaud
tél. 355.28.30/31

13007 MARSEILLE
104, bd de la Corderie
tél. 54.38.07

68000 MULHOUSE
10, rue du Couvent
tél. 45.10.04



eurelec
institut privé
d'enseignement
à distance

AFFRANCHIR
TARIF
LETTRE




eurelec
institut privé
d'enseignement
à distance
21000 DIJON - FRANCE

UN CAPACIMETRE DIGITAL LE CX 1



LE capacimètre est un instrument de mesure qui brille souvent par son absence dans les laboratoires des électroniciens amateurs. Pourtant cet appareil rend de très grands services lors de la construction ou du dépannage de montages utilisant des condensateurs. Nous vous proposons ce mois-ci d'étudier la réalisation d'un capacimètre d'atelier qui jouit d'un bon rapport prix/performances et dont le principe de fonctionnement est assez original. Le CX 1 permet de mesurer la capacité de tous les types de condensateurs dont la valeur est comprise entre 1 pF et 1 000 µF avec une précision de 1 %, sa construction est à la portée de l'amateur possédant un minimum d'appareils de mesure. Nous avons particulièrement soigné la présentation et le but recherché nous semble atteint (voir photo en tête d'article). Tous les composants sont facilement disponibles chez la plupart des revendeurs et la mise au point est très simple. Cela dit, passons en revue les caractéristiques principales du CX 1.

I – Description du CX 1

a) Performances

– Mesure des condensateurs polarisés ou non en trois gammes :
1° de 1 à 9 999 pF.
2° de 1 à 9 999 nF.
3° de 0,1 à 999 µF.
– Précision de la mesure : 1 %.
– Résolution : 1 mesure par seconde.
– Affichage du résultat par compteur à 4 digits.
– Afficheurs à 7 segments LED de 13 m/m de haut.
– Système de mesure : conversion capacité/fréquence et mesure de la période par échantillonnage.
– Encombrement réduit : 53 × 117 × 162 m/m.
– Alimentation sur secteur 220 V, 50 Hz.
– Possibilité de porter à 9 999 µF la capacité de mesure.

b) Principe de fonctionnement du CX 1

Pour mesurer une capacité il existe un assez grand nombre de méthodes. La plus ancienne consiste à utiliser un pont de mesure, appareil qui, s'il est relativement précis, présente l'inconvénient d'un prix relativement élevé et, de plus, ne peut mesurer que les valeurs comprises entre la cinquantaine de pF et la dizaine de µF environ. Les ponts de mesure

sont à présent complètement dépassés en performances par leurs successeurs et sont de moins en moins utilisés.

D'autres capacimètres utilisent les propriétés d'un monostable piloté par un générateur de signaux suivi d'un galvanomètre, ce système simple ne permet pas d'obtenir une précision meilleure que 2 à 4 %. Ce type d'appareil a d'ailleurs fait l'objet de quelques articles dans la revue.

Les derniers nés utilisent les possibilités qu'offre la technique digitale, à savoir la mesure, avec une très grande précision, d'une fréquence ou d'un temps et ce, avec des moyens très simples. Avec ces appareils il est donc possible de mesurer la capacité d'un condensateur en chronométrant son temps de charge ou de décharge, ce qui a déjà été décrit dans la revue, mais présente l'inconvénient de nécessiter la mise en œuvre d'un assez grand nombre de composants et ne peut prétendre à une stabilité des mesures suffisante en raison des difficultés de compensation en température des circuits d'entrée. Il est également possible, et c'est ce que nous avons fait, de mesurer la période d'un signal produit par un convertisseur transformant de façon linéaire la capacité à mesurer en fréquence. Cette méthode est, à notre avis, la meilleure, car mesurer la période d'un signal est assez facile et ne nécessite que peu de composants et la conception d'un convertisseur capacité/fréquence (que nous appellerons C C/F) est simple puisqu'il suffit de mettre au point un oscillateur correctement compensé en température.

La figure 1 vous montre le principe général de fonctionnement du CX 1. Le convertisseur capacité/fréquence, sur lequel nous reviendrons plus loin, est un oscillateur qui présente la particularité de générer un signal dont la durée de la période est directement proportionnelle à la valeur de la capacité branchée aux bornes d'entrée (CX). Nous avons choisi pour la gamme 1, une conversion 1 pF par microseconde, le branchement aux bornes « CX » d'une capacité de 120 pF engendrera donc l'apparition à la sortie d'un signal d'une fréquence de 8 333 Hz dont la période sera de 120 μs. Une première base de temps (1) génère un signal rectangulaire d'une fréquence de 1 MHz dont la période est évidemment de 1 μs. Une porte NAND (Non-Et) à deux entrées permet le comptage du nombre de μs correspondant au temps pendant lequel l'entrée reliée à la commande de porte sera à l'état « 1 ». Cette commande de porte divise par deux les informations issues du convertisseur C/F, sa sortie sera donc à l'état « 1 » pendant un temps égal à la durée de la période du signal issu du C C/F. La porte autorisera donc le comptage d'un nombre de μs correspondant à la durée de cette période et le compteur affichera un nombre représentant la valeur de la capacité mesurée. Si, par exemple, nous branchons aux bornes « CX » un condensateur de 10 nF, la fréquence du signal produit par le C C/F sera de 100 Hz (en gamme 1), sa période durera 10 000 μs et la porte sera ouverte pendant ce temps ; le compteur affichera : « 10 000 ». Pour rendre la mesure plus confortable et automatique, nous avons équipé le CX 1 d'une deuxième base de temps dont la fonction est de fournir les impulsions de remise à zéro (RAZ) après la mesure et de ne permettre qu'une seule mesure par seconde, ce qui est moins fatigant pour l'utilisateur qu'une succession rapide de mesures/extinctions, ce qui est le lot de la plupart des périodemètres. Le signal issu de la base de temps 2 prépare donc la division par deux du signal issu du C C/F et le blocage de la commande de porte après cette opération, il permet aussi la production des impulsions de RAZ après passage au travers d'un inverseur (INV) formé d'une porte NAND dont les deux entrées sont reliées. Le compteur est très classique et utilise une série de quatre décades commandant autant d'ensembles décodeurs/afficheurs. Le comptage s'effectue à chaque passage à l'état « 0 » de la sortie de la porte et la RAZ à chaque passage à l'état « 1 » de la sortie de INV.

Le chronogramme de la figure 2 vous montre la succession des signaux observables aux divers points du montage. Pour des raisons d'encombrement, l'échelle des durées relatives n'a pas été respectée, ce qui n'enlève rien à la clarté du graphique. On voit nettement que le signal issu de la commande de porte ne passe à l'état « 1 » qu'après l'apparition de l'impulsion de « 0 » issue de la base de temps 2 et qu'après le passage à l'état « 0 » du signal sortant du C C/F. Sur le graphique, la porte a laissé passer six impulsions, ce qui signifie qu'en ce

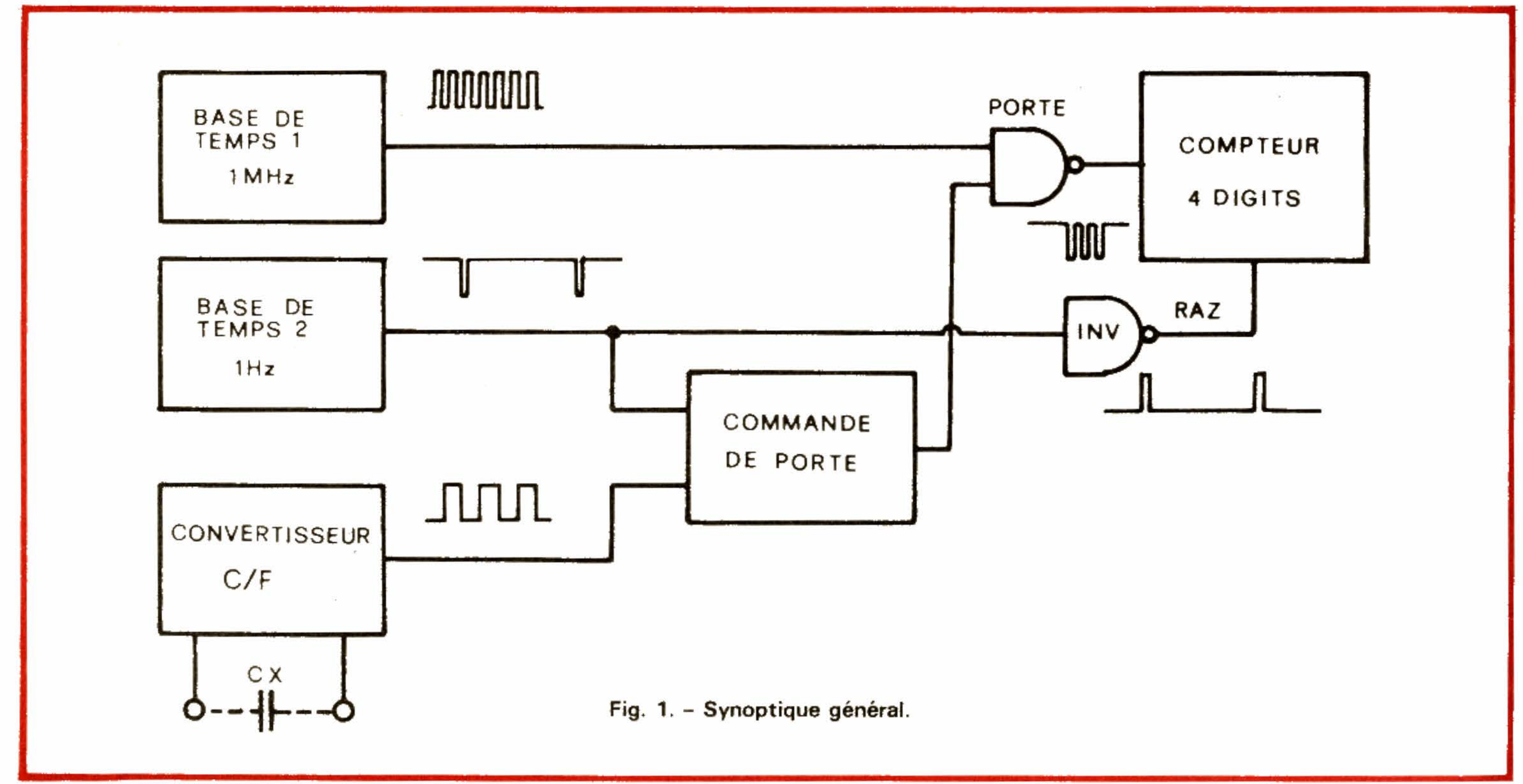


Fig. 1. – Synoptique général.

Fig. 2. – Chronogramme. C : comptage ; A : affichage ; E : extinction. La durée de la période P est fonction de la valeur de CX.

cas l'afficheur indiquera « 6 », le condensateur mesuré aurait donc une valeur de 6 pF, 6 nF ou 0,6 μF suivant la gamme de mesure. Comme vous pouvez le constater, le principe de fonctionnement du CX 1 est assez simple. Il est essentiel que ce qui précède soit assimilé afin que vous n'éprouviez pas de difficultés lors de la mise au point. Nous vous invitons maintenant à étudier en détail le schéma du CX 1.

II – Etude du schéma

a) Le convertisseur C/F (IC1, IC3a, IC3b)

La figure 3 vous montre le principe retenu afin d'obtenir une conversion linéaire de la capacité en fréquence. Un ampli opérationnel IC à grand gain et à forte impédance d'entrée est doté d'un réseau de réaction positive formé de RA et de RC, le taux de réaction est égal à la valeur du rapport RA/RC ; RB n'étant là que pour polariser le montage afin

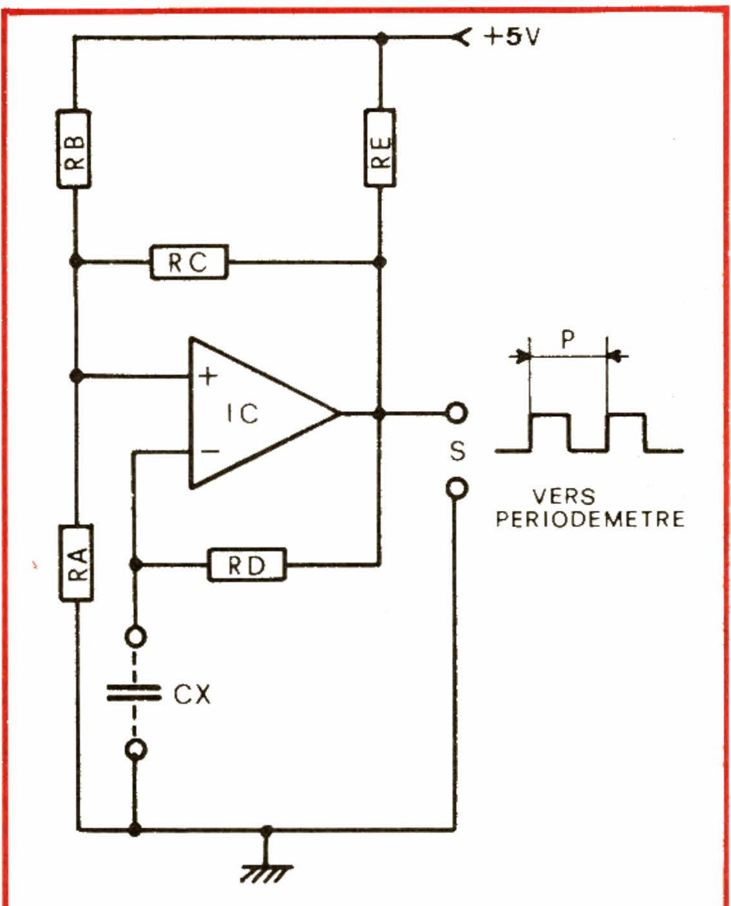


Fig. 3. – Le convertisseur Capacité/Fréquence. Principe de fonctionnement.

que la tension de sortie au repos soit égale à la moitié de la tension d'alimentation. Un réseau de contre-réaction est formé par RD et CX. Le fonctionnement est le suivant : lors de la mise sous tension, CX est déchargé et comme il est relié à l'entrée inverseuse de IC, la tension de sortie est proche de + 5 V ; RD charge CX jusqu'à ce que la tension appliquée à l'entrée inverseuse soit égale à celle présente sur l'entrée non-inverseuse, la tension de sortie chute alors brusquement et CX se décharge dans RD jusqu'à ce que l'équilibre des tensions appliquées aux entrées + et − de IC soit rétabli, puis le cycle recommence. A la sortie de IC nous disposons donc d'un signal rectangulaire dont la période peut être calculée par la formule :

$$P = (RA/RC)\ RD \cdot C$$

Nous avons utilisé un circuit voisin de l'ampli opérationnel pour IC, il s'agit d'un comparateur rapide compatible TTL : le LM311 dont les caractéristiques s'adaptent très bien aux exigences du montage. Il est bien évident qu'en l'absence de

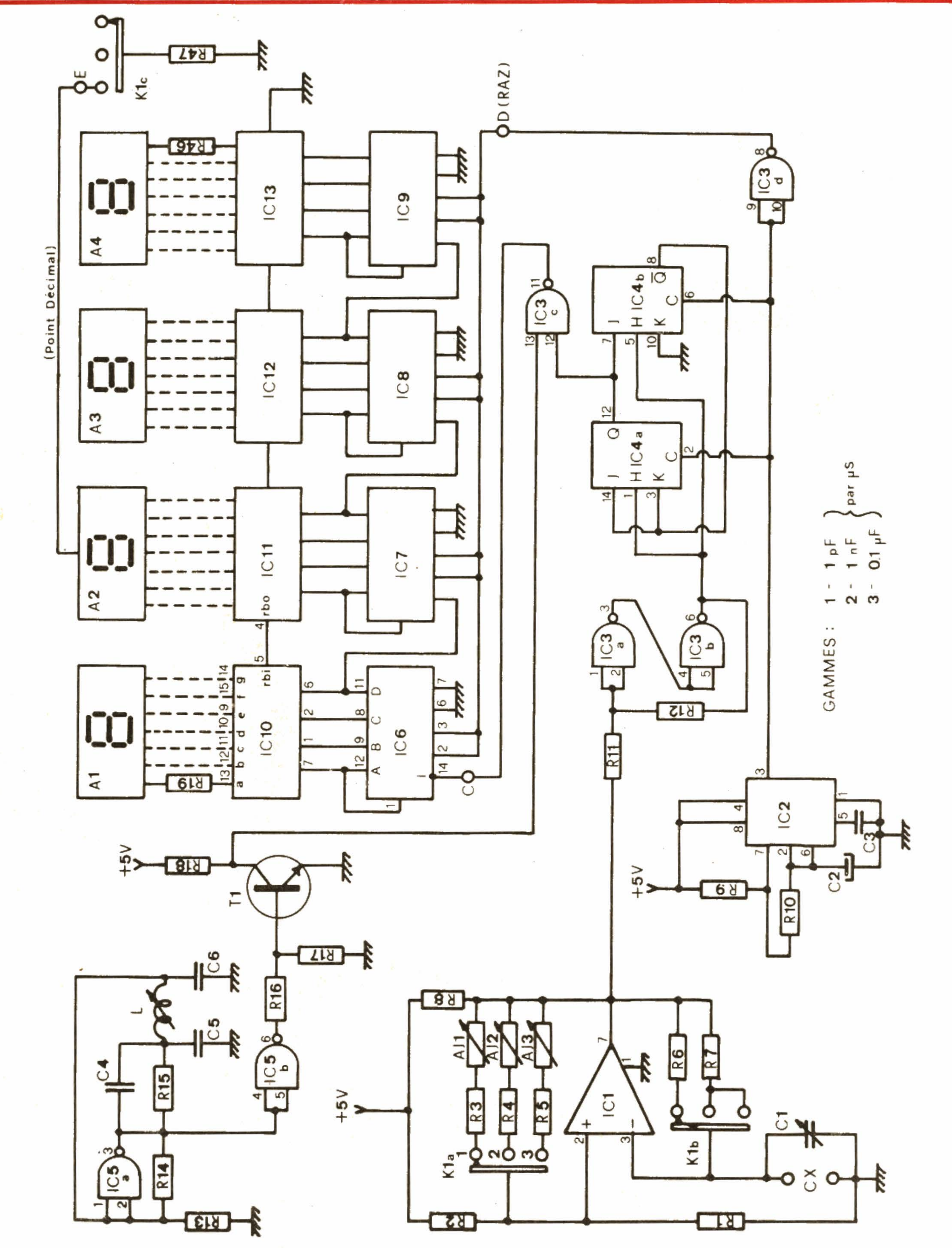


Fig. 4. – Le schéma de principe du CX 1. Les liaisons d'alimentation des circuits intégrés et des afficheurs ne sont pas représentées pour plus de clarté, les pointillés entre les afficheurs et IC_{10} à IC_{13} représentent : R_{20} à R_{45}.

condensateur aux bornes de CX, les capacités parasites provoqueront l'oscillation du montage à haute fréquence, nous avons donc muni le montage d'un petit condensateur ajustable aux bornes de CX, ce qui permettra de régler la capacité résiduelle à 10 pF exactement, valeur qu'il sera facile de déduire de la lecture observée. Cette soustraction ne sera nécessaire qu'en gamme 1, l'auto-oscillation ne se produisant que sur cette gamme. Un condensateur de 150 pF provoquera donc l'affichage du nombre « 160 », ce qu'il ne faudra pas oublier d'ailleurs lors de l'étalonnage du CX 1. Ce montage a déjà fait l'objet d'une étude dans le N° 1608, page 147. Le schéma réel du convertisseur C/F est visible sur le schéma de la figure 4. La commutation des gammes par K_1 met en œuvre le circuit de contre-réaction formé de C_1, R_6 et R_7 ainsi que le circuit de réaction positive constitué de R_1 et des ensembles R_3/AJ_1, R_4/AJ_2 et R_5/AJ_3. Avec les valeurs choisies nous aurons en gamme 1 la relation : 1 pF-1 μs, en gamme 2 : 1 nF-1 μs et en gamme 3 : 0,1 μF-1 μs. Un trigger de Schmitt (IC3a/IC3b) assure la liaison entre IC1 et la commande de porte. Toutes les résistances équipant cette partie du CX 1 seront à couche métallique afin d'éviter les dérives en fonction de la température.

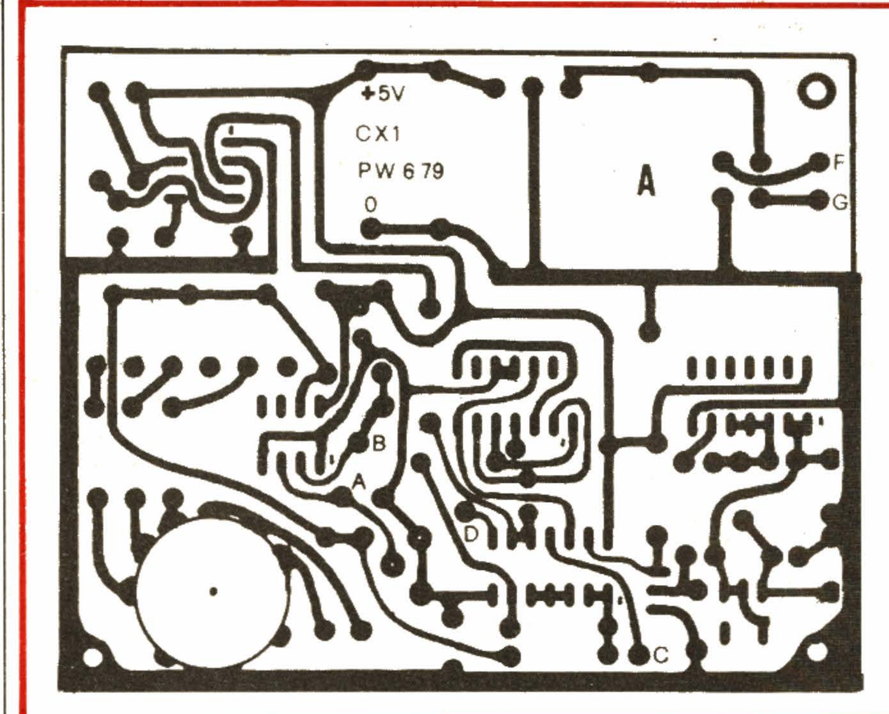


Fig. 6. – Le circuit A, l'utilisation des symboles à transfert direct ou de la méthode photo est indispensable vu la relative complexité du tracé.

b) La base de temps 1 (IC5, T1)

Cette base de temps doit fournir un signal rectangulaire d'une fréquence de 1 MHz. Plutôt que d'utiliser un quartz dont le coût aurait lourdement pénalisé le prix de revient du CX1, nous avons fait appel à un très classique oscillateur à circuit LC dont la stabilité est d'ailleurs excellente, lors des essais en contrôlant la fréquence à l'aide d'un fréquencemètre de précision, nous n'avons constaté qu'un écart de 0,002 % après deux heures de fonctionnement. La fréquence de cette première base de temps peut très bien être comprise entre 950 et 1 050 kHz, le réglage définitif revenant à AJ1, AJ2 et AJ3 ; seule la stabilité est importante. Inutile donc de vous munir d'un fréquencemètre pour le réglage de L. Le réseau LC est constitué de L, qui possède un noyau ajustable, de C_5 et de C_6 ; IC5 est un 74C00 (C.MOS) par conséquent, sa dissipation sera quasiment nulle et l'impédance d'entrée des portes très élevée. L sera une petite self comprenant 260 spires de fil émaillé de 15/100e bobinées en vrac sur un mandrin à noyau réglable de 4 m/m de diamètre. Le transistor T_1 rend compatibles les signaux issus de IC5 avec la porte TTL : IC3c.

c) La base de temps 2 (IC2, IC3d)

Afin d'effectuer une mesure par seconde, il nous fallait une deuxième base de temps fournissant un signal qui soit à l'état « 1 » pendant 950 ms environ et à l'état « 0 » pendant 50 ms. Nous aurions pu utiliser la base de temps 1 suivie d'une batterie de diviseurs de fréquence par 10 (7490, par exemple) mais cela aurait entraîné la mise en œuvre de six circuits intégrés, ce qui aurait lourdement grevé notre budget ! Nous avons donc fait appel au populaire « 555 » qui remplit parfaitement son rôle, la précision requise pour le signal issu de la base de temps 2 étant très largement au-dessous des possibilités réelles du 555 en ce domaine. Nous pensons qu'il est inutile de revenir une fois de plus sur le fonctionnement interne de ce circuit qui a fait l'objet de très nombreux articles, sachez simplement que R_9 fixe la durée de l'impulsion positive et R_{10} celle de l'impulsion négative. Si vous désirez effectuer par exemple deux mesures par seconde, il vous suffira de diminuer la valeur de R_9 de moitié. Avec les valeurs indiquées, la sortie 3 de IC2 est à l'état « 1 » pendant 950 ms et à l'état « 0 » durant 50 ms.

La remise à zéro du comp-

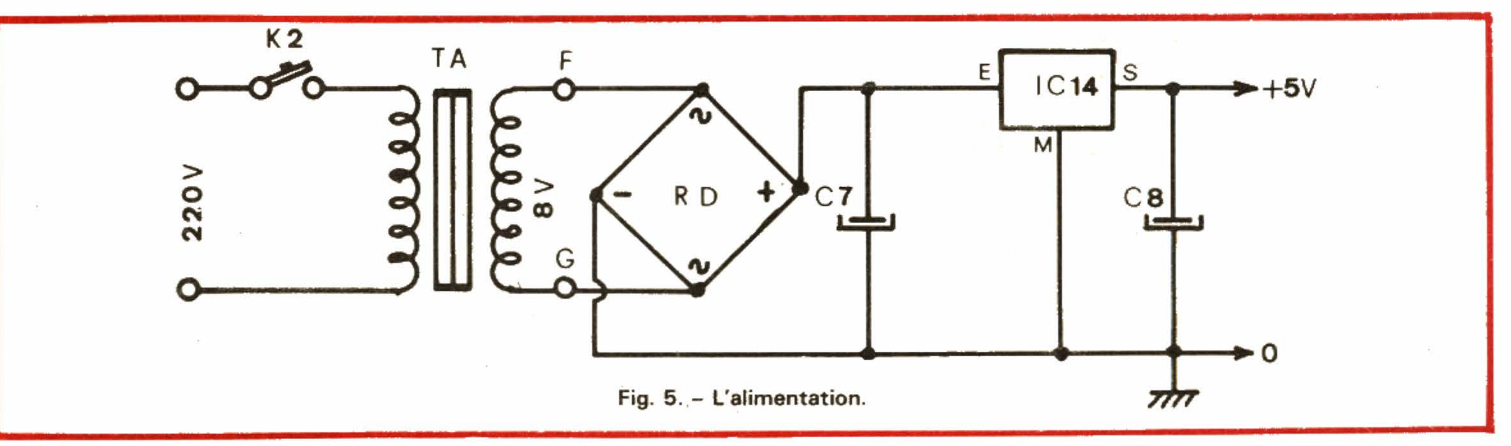


Fig. 5. – L'alimentation.

teur (RAZ) nécessite l'application d'un créneau de « 1 » au point D d'une durée de 50 ms et ce, toutes les secondes. Nous avons donc fait suivre IC2 d'un inverseur (IC3d) qui produira cette impulsion.

d) La commande de porte (IC4a, IC4b)

Cette partie du montage doit permettre l'ouverture de la porte pendant une durée correspondant à celle de la période du signal produit par le convertisseur C/F et, ce, après l'apparition de l'impulsion de RAZ, puis la bloquer jusqu'à l'apparition d'une nouvelle impulsion de RAZ. IC4 est une double bascule JK Flip-Flop, IC4a est monté en diviseur par deux, cette division s'opère à l'apparition de chaque front descendant du signal issu de IC3b appliqué à l'horloge (H) de IC4a et quand J et K sont à l'état « 1 » ainsi que l'entrée Clear (C). Le signal disponible en Q sera donc à l'état « 1 » pendant une durée correspondant à la durée de la période du signal appliqué à l'horloge. L'entrée Clear provoque le passage à l'état « 0 » de Q quand elle est à l'état « 0 ». IC4b est monté en bistable, c'est-à-dire que lorsque le signal issu de Q passera de l'état « 1 » à l'état « 0 », $\overline{Q}$ basculera de l'état « 1 » à l'état « 0 » et restera dans cette position tant que l'entrée Clear ne sera à l'état « 0 », ce qui interdit toute division par deux par IC4a, J et K de IC4a étant à l'état « 0 ». Le basculement à l'état « 0 » du signal issu de IC2 redéclenchera le processus, nous avons donc bien une ouverture de la porte et par conséquent un comptage, après l'apparition de la première période de signal C C/F après le passage à l'état « 1 » du signal produit par IC2. Les phases successives seront donc : extinction - comptage - affichage - extinction - comptage, etc. Chaque opération complète durera une seconde. IC4a, IC4b est un 7473 TTL double JK Flip-Flop avec remise à zéro.

e) La porte (IC3c)

Cette partie du montage est de loin la plus simple, une porte NAND à deux entrées est reliée d'une part à la base de temps 1 et d'autre part à la sortie de la commande de porte. La sortie de IC3c prendra donc l'état « 0 » lorsque les **deux** entrées seront à l'état « 1 ». La porte laissera passer le signal issu de la base de temps 1 tant que la sortie de la commande de porte sera à l'état « 1 ». Il y aura donc comptage du nombre de μs que durera la période issue du convertisseur C/F.

f) Le compteur (IC6 à IC13)

Nous avons utilisé le montage classique : décade/décodeur/afficheur. IC6 à IC9 sont des compteurs BCD qui divisent par 10 la fréquence appliquée à leur entrée, les décodeurs transforment les expressions en binaire des nombres en système décimal plus lisible. Les signaux logiques de commande des décodeurs sont disponibles sur les sorties marquées A, B, C et D. La visualisation se fait sur des afficheurs à sept segments LED de 13 m/m de hauteur. Tel qu'il est conçu, notre compteur pourra afficher un nombre d'impulsions de 9 999. La remise à zéro s'opère en appliquant un signal à l'état « 1 » sur les broches 2 et 3 de chaque décade. IC6 à IC9 seront des 7490 TTL et IC10 à IC13 des 7447 TTL, les résistances R_{19} à R_{46} ont été calculées de manière à limiter à 10 mA le courant circulant dans chacun des segments, ce qui constitue un bon compromis consommation/luminosité. Les afficheurs seront des FND 507 à haute luminosité. Les connexions 4 et 5 reliant rb1 et rb0 de chaque 7447 éliminent l'affichage des zéros inutiles ce qui rend la lecture plus agréable, la broche 5 de IC13 sera reliée à la masse. Il ne faudra pas vous inquiéter du léger échauffement des décodeurs que vous constaterez, c'est tout à fait normal compte tenu de la dissipation de ces circuits. Un petit condensateur de 0,1 μF (C_{10}) sert au découplage de l'alimentation du circuit B, pour rendre le schéma plus lisible il n'a pas été représenté.

g) L'alimentation (IC14)

Elle se passe presque de tout commentaire, nous avons utilisé un régulateur intégré afin de pouvoir disposer d'une tension très stable en sortie. En effet, lors des essais nous avons constaté qu'une simple alimentation par transistor ballast et diode zener permettait l'apparition de très faibles variations de la tension d'alimentation qui entrainaient des perturbations des mesures, avec un régulateur intégré du type 7805, tout est rentré dans l'ordre. Il sera nécessaire d'équiper IC14 d'un radiateur.

L'étude théorique du CX 1 est terminée et nous espérons que les indications que nous avons fournies vous permettront d'en saisir le fonctionnement. Nous vous invitons à étudier la réalisation pratique du CX 1 qui, vous pourrez le constater, est assez facile.

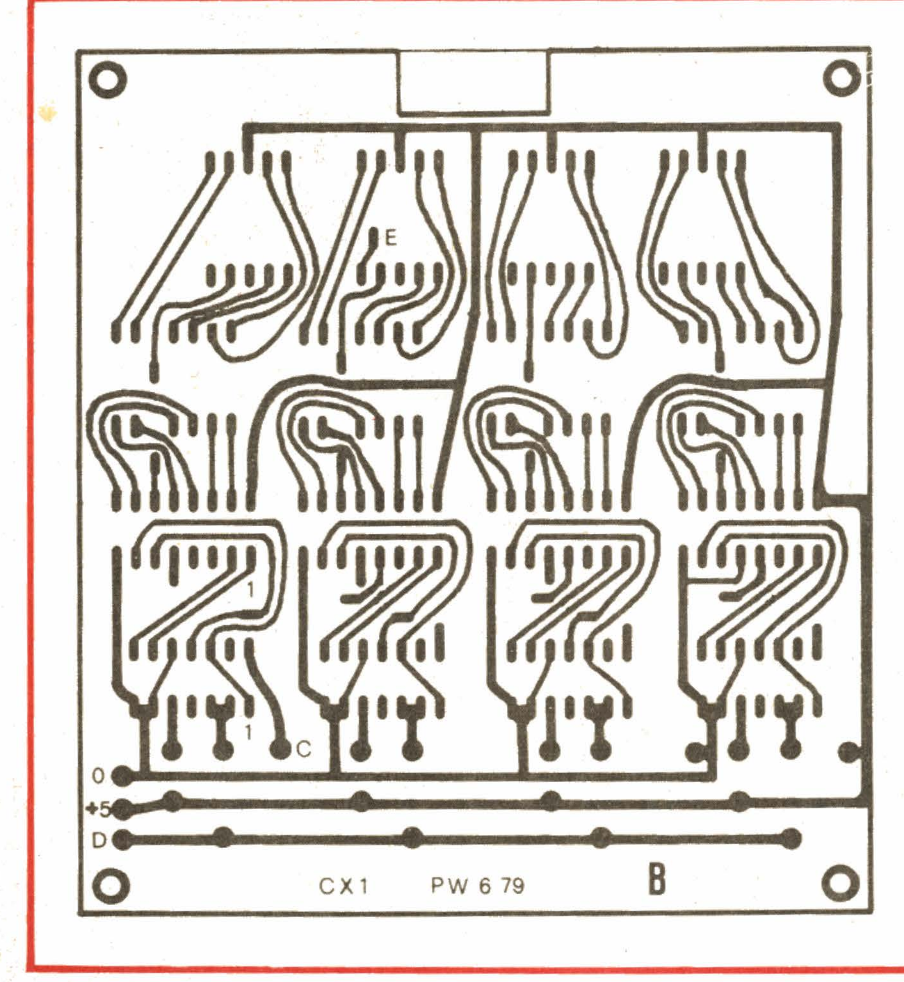


Fig. 7. – Le circuit B, même remarque.

III - Réalisation

Comme vous pouvez le constater sur les photographies qui illustrent cet article, le CX 1 est assez compact et le taux de remplissage du coffret est relativement élevé, de plus, la précision de l'appareil est grande. Pour toutes ces raisons il est absolument indispensable que vous utilisiez le matériel que nous avons sélectionné faute de quoi les performances annoncées ne pourraient être atteintes. Commencez donc par la collecte de tous les composants nécessaires en suivant les spécifications données.

a) Liste des composants

Résistances et potentiomètres ajustables

R_1 : 10 kΩ 1/4 W 2 % couche métallique
R_2 : 10 kΩ 1/4 W 2 % couche métallique
R_3 : 3,9 kΩ 1/4 W 2 % couche métallique
R_4 : 2,2 kΩ 1/4 W 2 % couche métallique
R_5 : 300 kΩ 1/4 W 2 % couche métallique
R_6 : 390 kΩ 1/4 W 2 % couche métallique
R_7 : 220 Ω 1/4 W 2 % couche métallique
R_8 : 470 Ω 1/4 W 5 %
R_9 : 82 kΩ 1/4 W 5 %
R_{10} : 470 Ω 1/4 W 5 %
R_{11} : 220 Ω 1/4 W 5 %
R_{12} : 2,7 kΩ 1/4 W 5 %
R_{13} : 3,3 MΩ 1/4 W 5 %
R_{14} : 1,8 MΩ 1/4 W 5 %
R_{15} : 5,6 kΩ 1/4 W 5 %
R_{16} : 1 kΩ 1/4 W 5 %
R_{17} : 1 kΩ 1/4 W 5 %
R_{18} : 560 Ω 1/4 W 5 %
R_{19} à
R_{46} : 330 Ω 1/4 W 5 %
R_{47} : 390 Ω 1/4 W 5 %
AJ1 : 470 Ω PAC 10 RTC
AJ2 : 470 Ω PAC 10 RTC
AJ3 : 47 kΩ PAC 10 RTC

Condensateurs

C_1 : ajustable 2 à 10 pF C010 RTC
C_2 : 10 µF 25 V
C_3 : 10 nF C280 RTC
C_4 : 470 pF E12 RTC

Fig. 8. – Implantation des composants sur le circuit A et câblage.

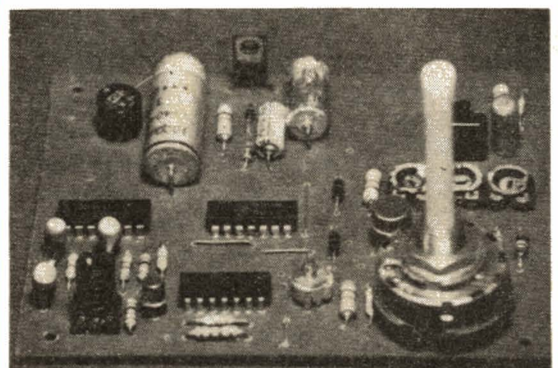


Photo 1. – Le circuit A est câblé, la disposition des composants est ordonnée. L'alimentation vue ici nous a causé quelques déboires, nous l'avons remplacée par un régulateur intégré.

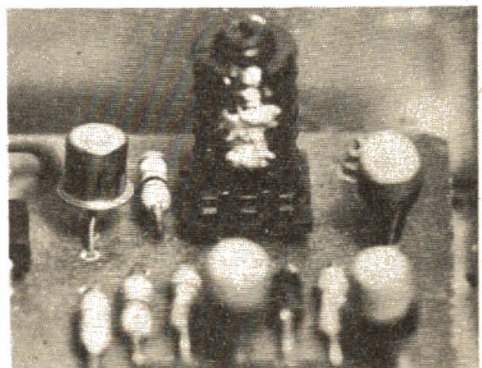


Photo 2. – La self L, on aperçoit nettement le noyau de réglage.

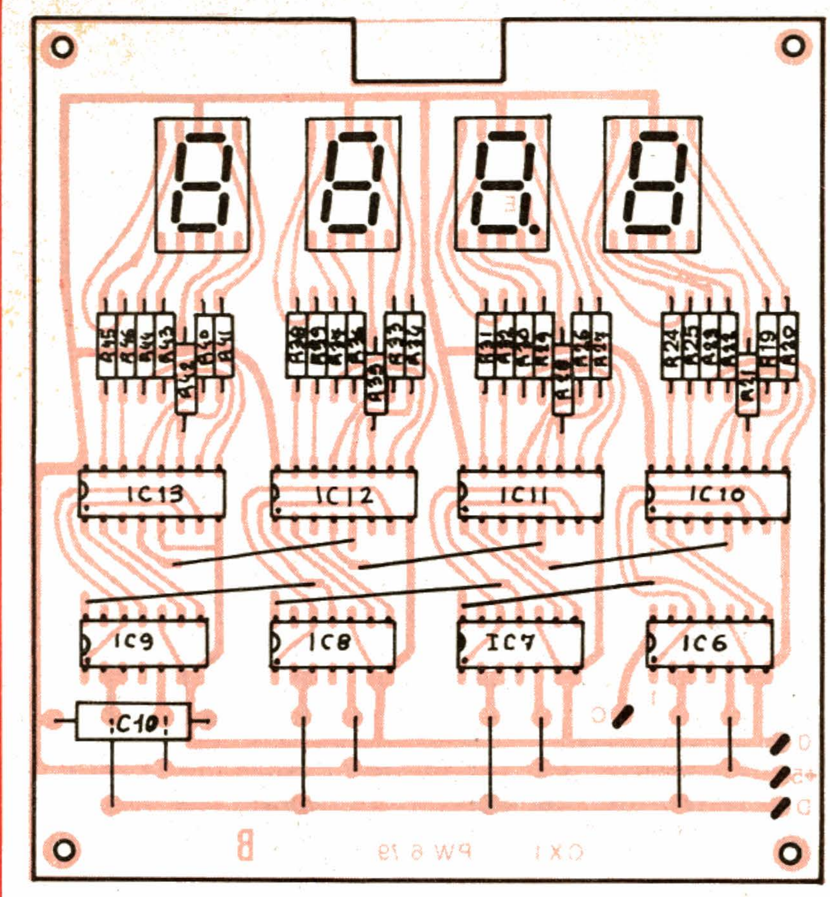
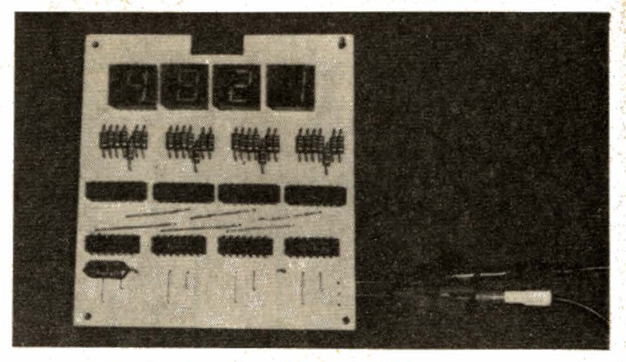


Fig. 9. – Implantation des composants sur le circuit B.



Phot 3. – Le circuit B est câblé, notez la parfaite disposition des composants obtenue malgré l'emploi d'un circuit imprimé à simple face.

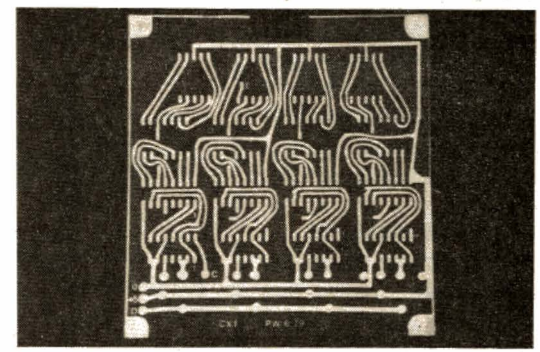


Photo 4. – Le circuit B côté cuivre ; l'association transferts directs + feutre donne, moyennant un peu de patience, de très bons résultats.

C_5 : 47 pF E12 RTC
C_6 : 47 pF E12 RTC
C_7 : 2200 μF 12/15 V
C_8 : 220 μF 10/12 V
C_9 : 22 μF 25 V Tantale
C_{10} : 0,1 μF 100 V

Semi-conducteurs et circuits intégrés

T_1 : 2N914
RD : pont redresseur moulé 100 V, 1 A ; ou 4 diodes 1N4002 en pont
IC1 : LM311 H (boîtier rond) ou LM311 N (DIP 8) National Semiconductor
IC2 : NE555 N
IC3 : SN7400 N
IC4 : SN7473 N
IC5 : 74C00 C.MOS
IC6 à IC9 : SN7490 N
IC10 à IC13 : SN7447 N
IC14 : 7805 boîtier TO220 (plastique)
A1 à A4 : FND507, anode commune

IC1 : LM311 — IC5 : 74C00 C.MOS — T1 : 2N914 — IC6 à IC9 : SN7490 N — IC2 : NE555 N — IC10 à IC13 : SN7447 N — A1 à A4 : FND507 — IC3 : SN7400 N (même brochage que 74C00) — IC4 : SN7473 N (Bascule JK) — IC14 : 7805 — K1 : 4 circuits, 3 positions.

Brochage des principaux composants, T1 et K1 sont vus de dessous.

Divers

K_1 : commutateur rotatif 4 circuits, 3 positions ; AB Electronics
K_2 : interrupteur à glissière miniature, double inverseur
L : self, 260 spires de fil émaillé de 15/100e bobinées en vrac sur un mandrin Ø4 à noyau réglable
TA : transfo d'alimentation ; primaire 220 V, secondaire 8 V, 4VA
1 circuit imprimé A bakélite HF
1 circuit imprimé B
1 coffret
1 passe-fil
1 cordon-secteur
1 bouton Ø20 avec index
1 prise de châssis mâle isolée Ø4
Visserie diverse
1 rodoïd rouge

b) Les circuits imprimés

Le tracé des circuits A et B vous est donné à l'échelle 1/1 sur les figures 6 et 7. Pour leur reproduction nous vous conseillons l'emploi de symboles à transfert direct pour les pastilles et du feutre pour les connexions, c'est d'ailleurs la méthode que nous avons utilisée. Il est également possible de se servir de la méthode photographique qui donne de très bons résultats. Après gravure dans un bain de perchlorure de fer il est indispensable de frotter les circuits énergiquement puis de les étamer au fer à souder, il faudra également dissoudre la résine à l'acétone ou au diluant. Le perçage des pastilles des circuits intégrés se fera avec un foret de 0,6 m/m, celui des autres composants à 0,8 ou 1,2 suivant le cas. Etant donné la relative complexité du tracé des deux circuits, nous vous conseillons vivement de vérifier très soigneusement l'absence de toute liaison intempestive, les composants s'en porteront mieux ! Vous pouvez à présent procéder à la pose des composants en suivant le plan des figures 8 et 9, veillez surtout à la bonne orientation des composants et n'oubliez pas les quelques straps que nous avons été obligés de prévoir afin d'éviter l'emploi de circuits à double face dont la réalisation est assez délicate. Cela fait, vérifiez soigneusement la concordance avec les plans et soudez de suite les fils de liaison de A avec les autres éléments du CX 1. Le condensateur C_{10} sera choisi assez petit pour qu'il puisse se loger entre la face avant et le circuit B, sinon soudez-le côté cuivre. Méfiez-vous également de l'orientation des FND507, une série de petites stries vous permet de localiser la face supérieure. Le câblage de B avec les autres éléments se faisant côté cuivre, il est inutile de prévoir des cosses de sortie. Il ne faut surtout pas monter les circuits intégrés sur des supports car au niveau de IC1 cela créerait des capacités parasites supplémentaires et, de plus, compromettrait la mise en place de A et de B dans le coffret ; par ailleurs nous estimons que ces accessoires sont superflus quand on sait souder correctement. A ce sujet, il faudra souder IC5 en débranchant le fer du secteur et après la pose de tous les autres composants, de même il faudra éviter toute surchauffe lors du soudage des autres circuits intégrés. La résistance R_{47} sera soudée côté cuivre de A entre le commun de K_1 et la masse, le fil de liaison du bornier CX et le point A se soudra au-dessus de A.

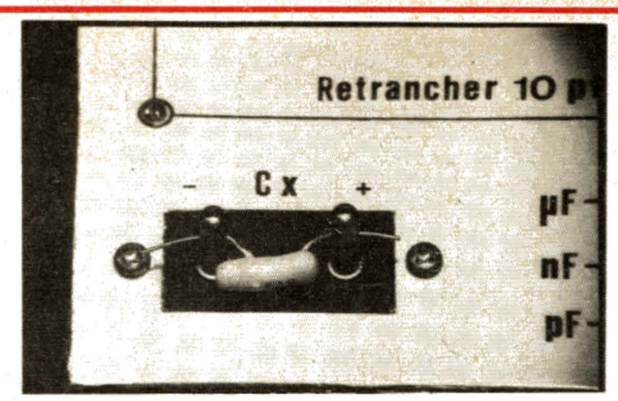


Photo 5. – Le bornier de mesure, les fiches seront ouvertes en V afin de pouvoir y insérer facilement les condensateurs.

c) Le coffret

Il sera réalisé en tôle d'alu de 10/10e de m/m que vous tracerez, découperez et plierez en suivant les indications des figures 10 et 11 et les conseils que nous avons déjà fournis lors de la description de divers appareils dans ces mêmes pages. Les découpes des fenêtres des afficheurs et de la plaquette à bornes CX se feront à la scie Abrafil et la finition à la lime douce. Percez les trous de fixation du couvercle, du transfo, etc., en fonction du matériel que vous vous êtes procurés. Le circuit B se fixe à l'aide de quatre boulons de 2 ou 2,5 m/m avec interposition d'entretoises de 10 m/m de hauteur ; le circuit A, à l'aide de trois boulons de 2,5 m/m et de trois entretoises de 5 m/m de haut. La mise en peinture se fera à l'émail à froid après un ponçage très énergique de la tôle. La face avant est un simple rectangle de bristol sur lequel vous recopierez le modèle présenté sur les photographies qui illustrent cet article à l'aide de lettres-transfert et d'un tire-lignes. La face avant sera collée sur le coffret avant le lettrage puis découpée à la lame de rasoir. Le rodoïd sera collé à l'araldite à l'intérieur du coffret.

Les lecteurs allergiques aux travaux de tôlerie (quel dommage !) pourront sûrement trouver dans le commerce un coffret faisant l'affaire.

Maintenant que le coffret est totalement terminé, vous pouvez procéder à la pose des divers éléments.

d) Le câblage

Nous avons volontairement limité le nombre de liaisons entre les circuits, cela simplifie le câblage et limite les risques d'erreurs. Utilisez du fil souple de 0,5 m/m et réunissez les divers éléments en suivant le plan de la figure 8. La liaison entre le point A et la borne CX (–) sera la plus courte possible afin d'éviter l'influence des capacités parasites. Vérifiez très minutieusement votre travail et surtout ne mettez pas sous tension avant d'avoir examiné la procédure de mise en service.

La réalisation pratique du CX 1 est terminée, il ne vous reste plus qu'à procéder à la mise en service de l'appareil et à l'étalonnage, ce qui sera développé dans le chapitre qui suit.

IV – Mise au point du CX 1

a) Mise en service et essais

Avant la mise sous tension, vérifiez que toutes les liaisons sont correctes et débranchez la connexion + 5 V du circuit B. Branchez un voltmètre entre + 5 V et 0 du circuit A, après la mise sous tension vous devez lire 5 V à 3 % près. Un défaut à ce niveau ne peut provenir que d'un mauvais branchement de TA, RD ou C_7, la tension aux bornes de C_7 est de 10 V environ ; vérifiez également qu'il n'y a pas de court-circuit entre + 5 V et la masse, ne remplacez IC14 qu'en dernier lieu ce composant étant quasi-indestructible. La tension d'alimentation étant correcte, rebranchez le fil + 5 V sur la borne correspondante de B. Si tout va bien, les afficheurs doivent indiquer un nombre entre 4 et 12 quand K_1 est placé sur « pF », cette indication doit disparaître brièvement toutes les secondes. La vérification du compteur est simple : débranchez les points C et D du circuit B, reliez D à la masse et C à la sortie D du circuit A ; le compteur doit avancer d'un point par seconde. C'est la preuve du bon fonctionnement du compteur et de la base de temps 2, le fait de relier le point D de B au + 5 V doit provoquer l'extinction des afficheurs. Si vous possédez un générateur de fonctions, reliez la borne C de B à la sortie TTL de celui-ci et constatez que sur la position « 1 Hz » le compteur avance d'un point par seconde, sur « 10 Hz » le comptage des secondes se lira sur A2, sur « 100 Hz » sur A3 et sur « 1 kHz » sur A4. Rebranchez à présent les fils C et D venant de A sur le circuit B et placez K_1 sur « pF », insérez un condensateur de 4 700 pF dans les bornes « CX » ; vous devez lire à peu près cette valeur sur les afficheurs. Si ce résultat n'est pas obtenu, branchez un oscillo à la sortie de IC1 et constatez l'apparition d'un signal rectangulaire d'une fréquence de 200 Hz environ et d'une amplitude de 5 Vcc ; en gamme « nF » la fréquence doit monter à 200 kHz environ. Un signal identique doit être observé à la sortie de IC3b. Un défaut à ce stade ne peut provenir que d'un branchement défectueux ou de la destruction de IC1 ou de IC3.

Fig. 10. – Le boîtier, tôle d'alu de 10/10e, pliages vers l'arrière, trous marqués à percer suivant la visserie et le matériel utilisé.

Fig. 11. – Le couvercle, tôle d'alu de 10/10e, pliage vers l'arrière.

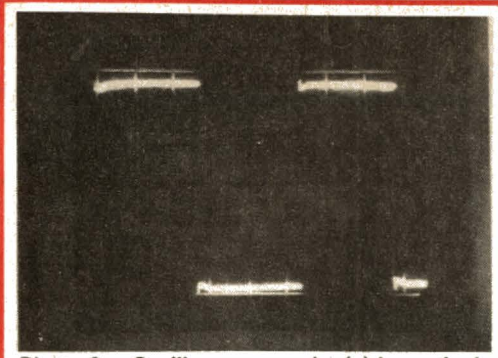


Photo 6. – Oscillogramme relevé à la sortie de IC1 ; CX = 4 700 pF, K1 sur « pF », IVcc/div, Ims/div.

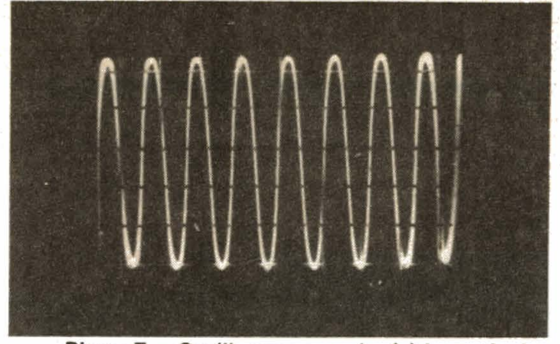


Photo 7. – Oscillogramme relevé à la sortie de IC5 ; f = 1 MHz, IV_{CC}/div, Iμs/div.

Branchez à présent l'oscillo à la sortie 3 puis à la broche 6 de IC5, le signal qui apparaît doit avoir une amplitude de 5 Vcc et sa fréquence doit être d'environ 1 MHz ; un signal similaire doit apparaître sur le collecteur de T_1. En cas de non fonctionnement de cet étage il faudra éventuellement échanger IC5 ou T_1. L'examen oscilloscopique de la borne 3 de IC2 doit montrer une brève chute de la tension toutes les secondes et celui de la sortie de IC3d l'inverse. Si la vérification de IC4 s'opère en branchant un condensateur de 50 nF aux bornes « CX » et en plaçant K_1 sur « pF ». L'examen à l'oscillo de la broche 12 de IC4 doit montrer l'apparition d'un créneau positif d'une durée égale à celle de la période du signal observé à la sortie de IC3b, ce phénomène doit se reproduire toutes les secondes. Si toutes les vérifications qui précèdent sont positives, seule la défaillance de IC3c peut être à l'origine du mauvais fonctionnement du CX 1.

Nous avons passé en revue toutes les possibilités de pannes principales, du moins nous le pensons, et nous espérons que les explications fournies dans les deux premiers chapitres vous permettront de comprendre, et donc de trouver, les causes des anomalies constatées. Mais rassurez-vous, car si les composants utilisés sont de bonne qualité, le CX 1 doit fonctionner du premier coup ; c'est d'ailleurs ce qui a été le cas du prototype !

Passons maintenant à l'étalonnage du CX 1.

b) Etalonnage

Comme toujours, il faut procéder par étapes faute de quoi on s'empêtre et on finit par se demander comment l'auteur a bien pu obtenir les résultats dont il se glorifie. Le CX 1 ne comporte que cinq réglages : AJ1, AJ2, AJ3, L et C_1 ; seulement voilà, ils sont interdépendants. Nous vous conseillons donc de suivre nos indications scrupuleusement.

Laissez tout d'abord chauffer le CX 1 pendant une dizaine de minutes et procédez ensuite au réglage de la base de temps 1 (1 MHz). Pour cela deux solutions : vous possédez un fréquencemètre et il suffit de relier l'entrée de celui-ci au collecteur de T_1 et d'agir sur le noyau de L jusqu'à ce que vous lisiez la fréquence correcte, ou vous ne disposez pas de cet appareil auquel cas vous souderez un fil d'environ 50 cm au même endroit et approcherez celui-ci d'un récepteur de radio préalablement réglé sur une station en gamme PO dont la fréquence d'émission sera la plus proche possible de 1 MHz. L'action sur le noyau de L doit à un certain moment provoquer l'audition d'un fort sifflement à l'approche de la fréquence reçue qui décroît ensuite puis s'élève à nouveau. Le bon réglage est obtenu quand le battement entre la fréquence de l'émetteur radio et celle de la base de temps est d'une fréquence aussi basse que possible. Ne croyez surtout pas qu'il s'agit là d'une méthode empirique, c'est extrêmement précis ! Si le réglage de L ne permet pas d'accrocher l'émetteur choisi, rechercher grâce au bouton d'accord du récepteur le sifflement produit par la base de temps et lisez la fréquence ainsi trouvée, si elle est supérieure à celle de l'émetteur étalon, il faut ajouter des spires sur L. Si elle est inférieure il vous faut ôter quelques spires. Nous ne pensons pas que vous serez obligés d'agir de la sorte car sur le prototype le réglage du noyau fait varier la fréquence de 760 kHz à 1,55 MHz, ce qui ménage une plage de réglage confortable. Une fois le bon réglage obtenu, immobilisez le noyau avec une goutte de cire.

Positionnez maintenant K_1 sur « pF » et munissez-vous d'un condensateur étalon d'une précision d'au moins 1 % dont la valeur sera comprise entre 5 000 et 9 500 pF. Branchez ce condensateur aux bornes de « CX » et agissez sur AJ1 jusqu'à ce que vous lisiez le résultat désiré, modifiez éventuellement la valeur de R_3 si le seul réglage de AJ1 ne permet pas de l'obtenir. L'affichage doit varier de trois à quatre points autour de la valeur théorique du condensateur, ce qui est tout à fait normal. Otez à présent le condensateur et réglez C_1 jusqu'à l'affichage de 10 pF. Placez maintenant K_1 sur nF et branchez en « CX » un condensateur de 1 % ou mieux d'une valeur comprise entre 500 et 9 900 nF et réglez AJ2 et éventuellement R_4 comme précédemment. Toujours en gamme « nF », remplacez le condensateur étalon par un modèle au tantale d'une valeur de 10 μF et lisez le résultat de la mesure, celui-ci peut d'ailleurs dépasser la capacité du compteur, c'est sans importance ; s'il fait par exemple 13 μF, vous lirez « 3 000 ». Passez à présent en gamme « μF » et reproduisez le résultat précédent grâce à AJ3 et R_5.

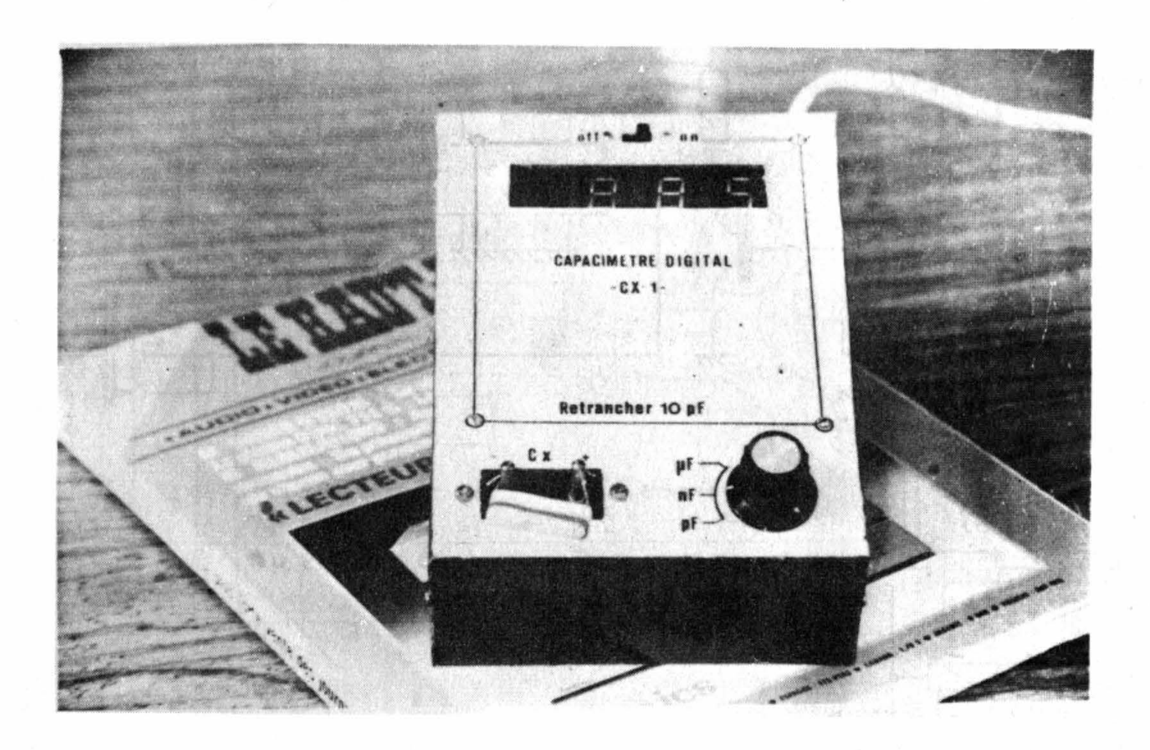
Le réglage définitif du CX 1 est terminé et il ne vous reste plus qu'à l'utiliser. A ce sujet n'oubliez jamais qu'il n'existe aucune protection de l'entrée du LM311, il faudra donc éviter de mesurer des condensateurs préalablement chargés.

Les indications fournies en gamme « μF » sont parfois curieuses car elle est surtout utilisée pour la mesure des condensateurs électro-chimiques, ce qui ne présente que peu d'intérêt d'ailleurs, ce type de condensateur demandant une série de charges-décharges avant de se comporter normalement. Cette gamme servira surtout au contrôle de ce type de condensateur. Ceux d'entre vous qui voudraient porter à 9 999 μF la capacité de mesure du CX 1 sur cette gamme pourront monter une décade 7490 entre T_1 et IC3c commutée par K1d (non utilisé sur le prototype) et supprimer l'allumage du point décimal. La fréquence appliquée à la broche 13 de IC3c serait alors de 100 kHz et la période de 10 μs, ce qui, compte tenu de la conversion 0,1 F par μs du C C/F, donnerait une lecture jusque 9 999 μF. Pour notre part, nous n'avons pas réalisé cette modification.

Les dispersions au niveau de la valeur réelle des condensateurs sont parfois si importantes qu'on en vient à douter du CX 1, le record est pour notre part détenu par un électro-chimique de 100 μF 12 V qui en faisait en réalité 187 !

La description du CX 1 est terminée, ce petit appareil rendra les plus grands services à ses futurs propriétaires, dont vous serez peut-être, c'est du moins ce que nous espérons. La fiabilité du CX 1 est excellente et nous n'avons jamais eu à reprendre l'étalonnage sur le prototype. Comme toujours, nous restons à l'entière disposition de ceux qui éprouveraient quelques difficultés pratiques ou théoriques et vous souhaitons d'avoir autant de plaisir que nous dans la réalisation et l'utilisation du CX 1.

Ph. WALLAERT



RETOUR SUR LE CAPACIMETRE DIGITAL CX1

LE capacimètre digital CX 1 décrit dans le numéro 1649 de la revue nous a valu un abondant courrier, il semble donc que cet appareil ait été réalisé par un certain nombre d'entre vous, ce qui nous cause une grande satisfaction. En dehors des lettres portant sur des problèmes de simple dépannage ou de mise au point, certains réalisateurs semblent constater une imprécision notoire de leur appareil sur la gamme 0,1 à 999 µF.

Tel que nous l'avions décrit, le CX 1 ne permettait qu'une mesure approchée sur cette gamme (précision de 3 à 5 % environ) et ce, en raison de la technique employée. Par contre, sur les autres gammes la précision des mesures atteint très facilement 0,5 %. Comment retrouver une telle précision sur la dernière gamme ? C'est ce que nous vous proposons d'étudier ce mois-ci.

– I – Rappel sur le fonctionnement du CX 1

Nous vous rappelons que dans le CX 1 la mesure de la capacité s'effectue par celle de la période du signal produit par un oscillateur qui effectue une conversion capacité/fréquence linéaire. La conversion que nous avons utilisée est de 1 µs par pF en gamme 1, 1 µs par nF en gamme 2 et de 1 µs pour 0,1 µF en gamme 3. Or cette conversion est rendue variable par la modification du rapport (RA/RC) RD (H.P. N° 1649, figure 3) et il apparaît que le fonctionnement devient aléatoire pour des valeurs de RC élevées ce qui est le cas en gamme 3. Sur le prototype nous avions constaté un manque de stabilité de l'affichage en gamme 3, problème qui fut résolu par la mise en place d'un transfo de 8 V, 6 VA et de C_4 mais nous avions constaté que le CX 1 ne fournissait des indications sérieuses que pour des valeurs de CX supérieures à une vingtaine de µF et que la précision avoisinait les 5 %.

Nous nous étions contenté de ces résultats car, comme nous l'avions indiqué, la mesure avec précision de la valeur d'un condensateur de plus de 10 µF ne sert pas à grand-chose car ils sont utilisés dans 99,9 % des cas dans des conditions supportant allègrement un écart de 10 à 20 % par rapport à leur valeur nominale.

Seulement, voilà, de nombreuses demandes nous sont parvenues nous demandant de trouver un système permettant de retrouver l'excellente précision des gammes 1 et 2 en gamme 3. Nous nous sommes donc penché sur le schéma et vous proposons de modifier le CX 1 ainsi que nous vous l'exposons dans le chapitre suivant.

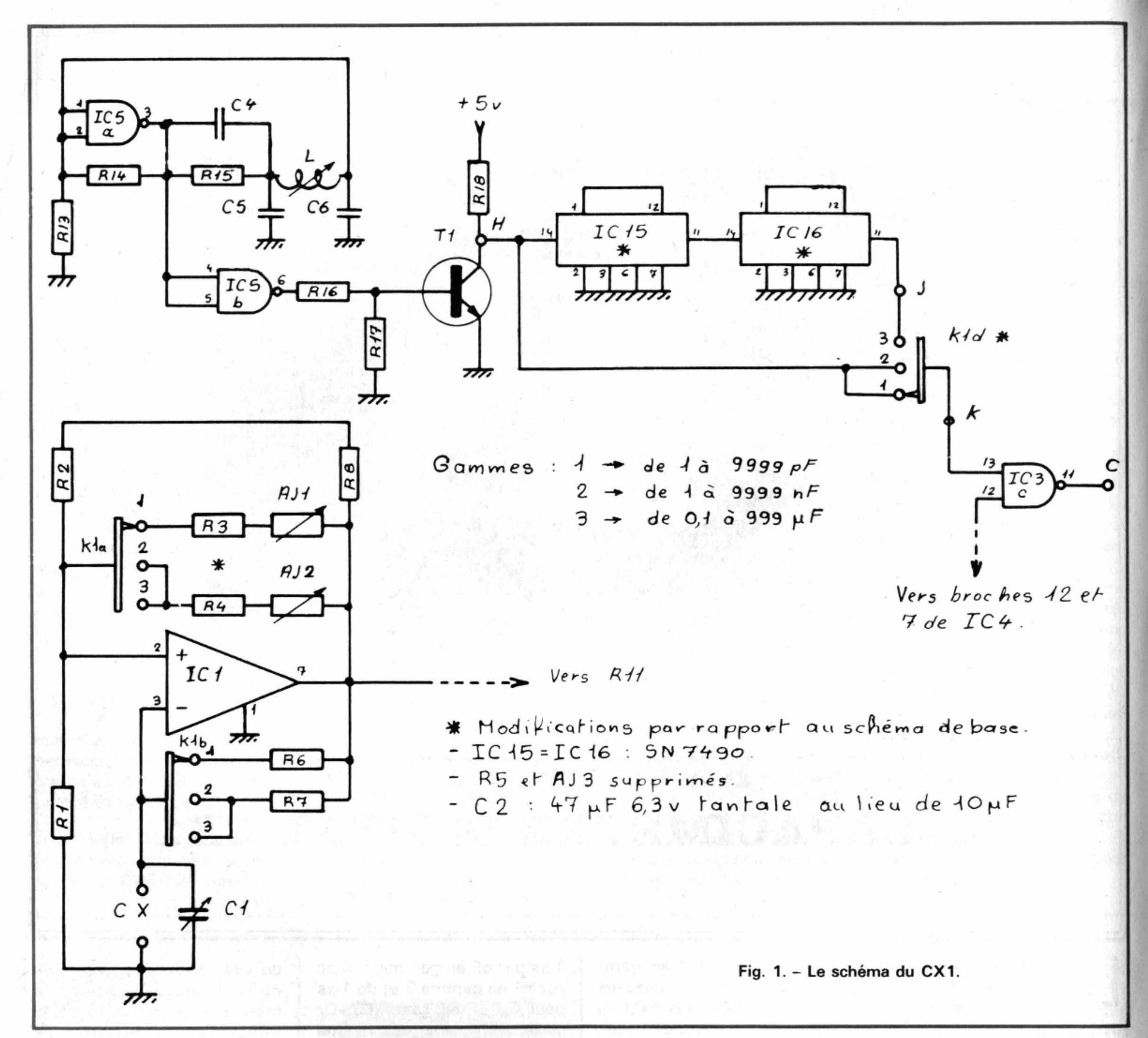


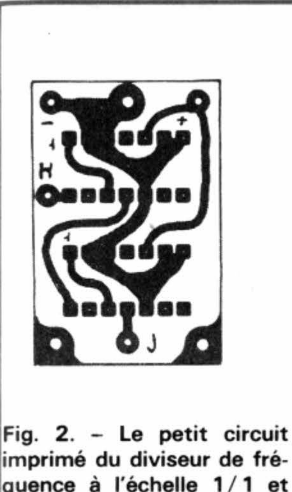
Fig. 1. – Le schéma du CX1.

– II – Modification du CX 1

Il vous faut tout d'abord savoir qu'en gamme 2 il est possible de mesurer des capacités allant jusqu'à 20 000 μF, nous utiliserons donc R_4 et AJ_2 pour la mesure des capacités de 1 nF à 999,9 μF. Le schéma de la figure 1 vous montre que le convertisseur C/F n'a subi que peu de modifications puisque seuls R_5 et AJ_3 ont disparu alors que les bornes 2 et 3 de K1a ont été réunies. La conversion en gamme 3 devenant 1 μs par nF nous avons donc agi sur la fréquence d'horloge 1. L'essentiel de la modification porte sur la base de temps 1 qui est maintenant suivie de deux diviseurs de fréquence par 10 du type 7490 ce qui permet, grâce à K1d, d'injecter à l'entrée de la porte IC_{3c} un signal d'une fréquence de 1 MHz en gammes 1 et 2 et de 10 kHz en gamme 3. En gammes 1 et 2, le compteur affiche le nombre de micro-secondes que dure la période du signal produit par le convertisseur C/F alors qu'en gamme 3 il affiche le nombre de centaines de microsecondes que dure la période de ce même signal. De plus, il faut porter à plus de deux secondes le temps de résolution du CX 1 car la résolution de 1 seconde qui était choisie à l'origine ne permettrait pas l'obtention d'un espace de temps suffisamment long pour interpréter le résultat de la mesure.

La valeur de C_2 est donc portée à 47 μF et il vous sera peut-être nécessaire de modifier la valeur de R_9 afin d'obtenir un signal d'une période de 2,5 s au moins en sortie de IC_2.

Les deux diviseurs 7490, IC_{15} et IC_{16} prennent place sur un petit circuit imprimé en bakélite simple face qui est représenté à l'échelle 1/1 sur la figure 2. Ce circuit se place derrière le circuit A entre le transfo et le bord du coffret. Le circuit principal est à modifier ainsi que vous le montre la figure 3, le circuit est coupé entre le collecteur de T_1 et la broche 13 de IC_3 et les broches 2 et 3 de K1a sont à relier ensemble après avoir oté R_5 et AJ_3. Les liaisons entre H et K1d, K et K1d ainsi que H et J du circuit A avec le circuit des diviseurs se font à l'aide de fil souple de 5/10. Si vous avez déjà



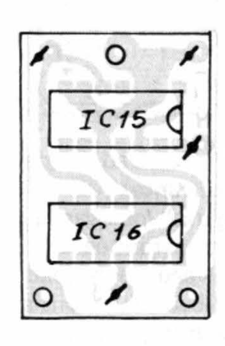


Fig. 2. – Le petit circuit imprimé du diviseur de fréquence à l'échelle 1/1 et implantation des composants.

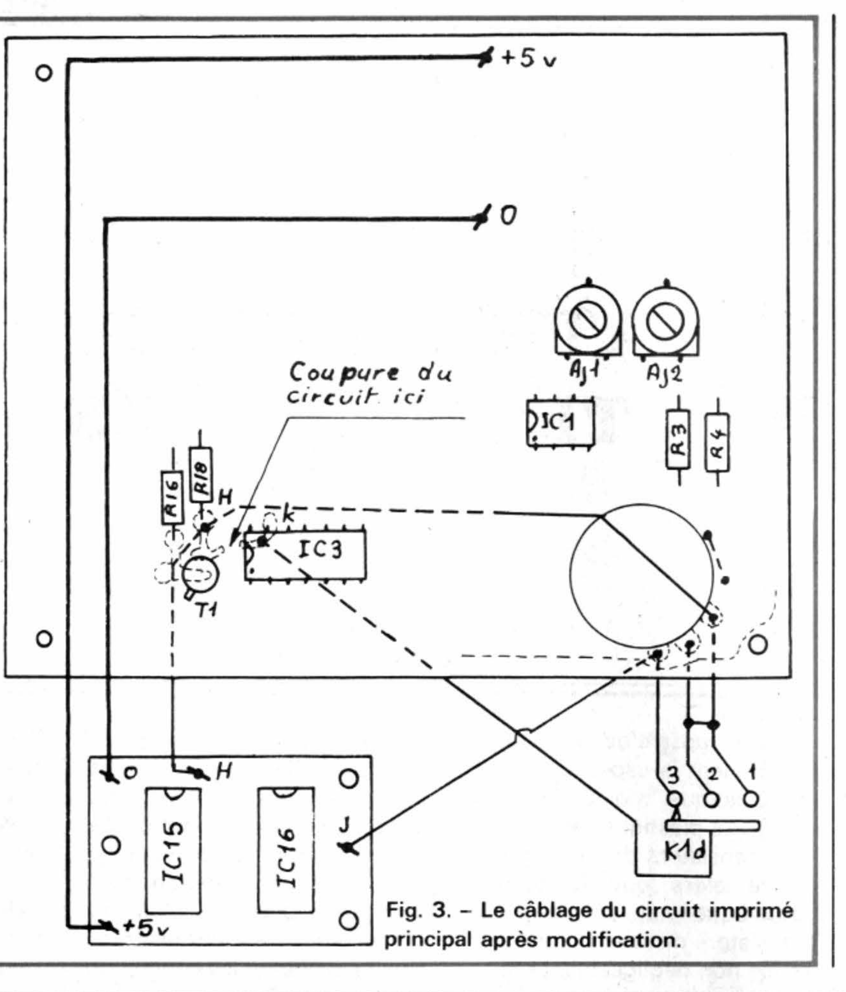


Fig. 3. – Le câblage du circuit imprimé principal après modification.

étalonné le CX 1, il est inutile de le reprendre puisque seule la fréquence de l'horloge est modifiée, de même, il est inutile d'intervenir sur le réglage de L.

Nous en avons terminé avec la description de cette petite modification simple et efficace puisqu'avec deux circuits intégrés, il est possible d'effectuer des mesures très précises sur toutes les gammes de l'appareil.

Les amateurs exigeants seront donc, nous l'espérons, satisfaits. Nous recommandons à ceux qui constateraient un affichage aléatoire de vérifier la parfaite qualité de l'alimentation, la moindre ondulation résiduelle sur le + 5 V provoquant une erreur de lecture.

Nous espérons que les indications fournies vous permettront de mener à bien cette modification et restons à l'entière disposition de ceux d'entre vous qui éprouveraient quelques difficultés.

Ph. WALLAERT

Le Tremplin Rock Musique 80

A l'occasion du Salon des Soldes qui s'est tenu du 30 mai au 8 juin au C.N.I.T., Henri Leproux, le directeur du célèbre Golf Drouot, a présenté huit groupes de musiciens Rock chaque soir.

Cette animation, patronnée par notre confrère SONO, a remporté un immense succès.

Le gagnant de ce Tremplin a reçu du jury, composé de journalistes de la presse spécialisée et de directeurs artistiques des principales sociétés d'éditions phonographiques, un prix en espèces de 2 000 F (ce prix étant décerné par le Salon des Soldes), ainsi que le trophée SONO le dimanche 8 juin.

La sélection d'Henri Leproux était composée des orchestres suivants :

Vendredi 30 mai	LES CRAQUEURS
Samedi 31 mai	XANDRE
Dimanche 1er juin	ELIXIR
Lundi 2 juin	CORAIL
Mardi 3 juin	REFLEX
Jeudi 5 juin	THRILLER
Vendredi 6 juin	CABINE 13
Samedi 7 juin	CHANTIER

Il est nécessaire de préciser que ce succès est dû à l'enthousiasme d'Henri Leproux qui, malgré ses problèmes juridiques causés par l'éventualité de fermeture du Temple du Rock français, le Golf Drouot, est toujours très optimiste.

A ce propos, les Publications Georges Ventillard demandent aux passionnés du Golf Drouot et à tous les passionnés de la Musique d'exprimer à Henri Leproux leur sympathie par une simple lettre qu'il suffit d'adresser à :

Henri LEPROUX
Le Golf Drouot, 2, rue Drouot, 75009 Paris

Un répondeur téléphonique : Discofone 385...



La Société Techniques sur mesure a présenté, à l'occasion du trentième SICOB, deux nouveaux produits : un répondeur téléphonique avec possibilité d'interrogation à distance, Discofone 385, et un composeur automatique de numéros ultra-perfectionné, Discofone MAT 200.

Ces deux appareils ont été testés et lancés sur les marchés allemand et suisse fin 1978.

Agréés par les P.T.T. depuis le début du mois d'août 1979, ils sont désormais proposés en France par Techniques sur mesure.

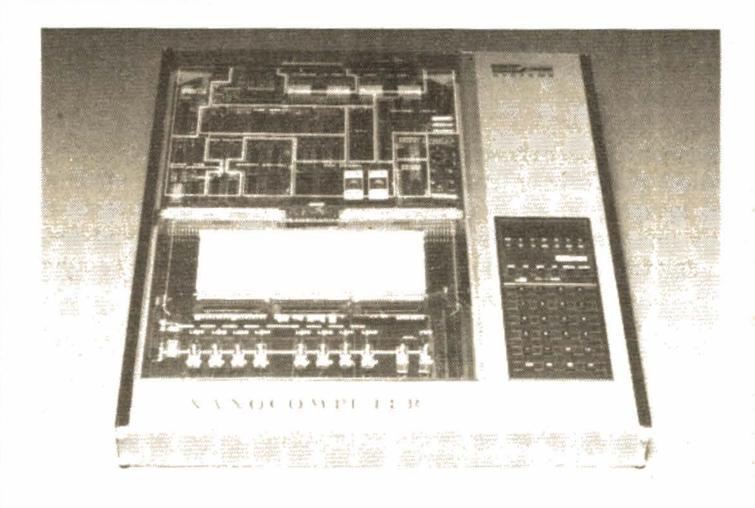
Ces deux appareils, fabriqués à Munich par COMPUR, filiale des groupes Bayer et Carl Zeiss pour le répondeur, et à Zurich par la Société HABIMAT pour le composeur, utilisent les dernières technologies en matière de composants électroniques, ce qui leur permet d'allier miniaturisation et haut degré de performance.

Discofone 385 comporte un microprocesseur, véritable centrale de commande électronique qui contrôle toutes les fonctions et protège contre les fausses manœuvres. Sous un faible volume, il offre encore plus d'avantages que n'importe lequel des appareils 5 ou 6 fois plus gros actuellement sur le marché. Répétition à distance, codage de sécurité, appel de contrôle à distance, appareil à dicter, amplificateur téléphonique, possibilité d'insertion d'un texte publicitaire... sont les multiples fonctions du Discofone 385.

... et un composeur automatique de numéro : Discofone MAT 200

Discofone MAT 200, un véritable micro-ordinateur à la disposition de l'utilisateur. L'appel se fait sans décrocher. La mémoire du Discofone MAT 200 peut enregistrer jusqu'à 200 numéros de téléphone. Dynamindex, un système breveté, permet au Discofone MAT 200 de gérer automatiquement son fichier alphabétique en visualisant les manipulations par des inscriptions lumineuses en français sur un écran. Il suffit de taper le numéro d'ordre pour appeler automatiquement le correspondant souhaité. Finis les erreurs de numéros, les carnets d'adresses, les pertes de temps pour obtenir une ligne occupée.

Un microcalculateur à vocation pédagogique : Le NBZ 80 de SGS-ATES



SGS-ATES vient de mettre sur le marché, un microcalculateur, élaboré autour du microprocesseur Z 80.

Le système comprend 4 portes d'entrée sortie (2 PIO Z80), 4 K octets de mémoire RAM, un interface pour terminal série, un interface pour enregistreur magnétique, un organe d'entrée sortie sous forme de calculette électronique comportant 30 touches, un affichage sur 8 digits et 14 diodes électroluminescentes de fonction. Enfin, l'utilisateur a l'accessibilité complète des bus.

Une carte additionnelle comprenant des supports de circuits intégrés, des poussoirs, des diodes d'états, un circuit de connexion sans soudure qui permet de développer et d'étudier des solutions matérielles de complexité croissante.

L'expansion complète de la carte CPU permet d'avoir à sa disposition 16 K octets de Ram, 8 K octets de Rom ou Reprom, un Usart, un convertisseur continu-continu. Des cartes additionnelles permettent l'expansion mémoire jusqu'à 46 K octets de mémoire Ram/ Rom/ Eprom, l'interfaçage avec moniteur TV et l'interfaçage avec disques souples.

Le logiciel comprend un moniteur (chargeur, dump, mise au point) un assembleur, un éditeur de texte, un interpréteur basic.

Le matériel comprend les alimentations, les kits d'expansion, les cartes pour expérimentation, les cartes à wrapper, les connecteurs, les câbles, etc.

Un ensemble de trois livres en français supporte de façon didactique le système. Les sujets traités sont : la programmation, l'utilisation du NBZ 80, les techniques d'interface. Les volumes 2 et 3 seront disponibles dans le 2e semestre 1979.

SGS-ATES organisera à partir du mois de novembre des séminaires dans les principales villes de France. Les participants manipuleront tout au long du séminaire avec le nanocalculateur NBZ 80 le but étant de mettre en pratique immédiatement et constamment l'enseignement dispensé.

Pour tout renseignement complémentaire :

SGS-ATES France S.A., 17, avenue de Choisy, 75643 Paris Cedex 13.

POUR VOS DEVELOPPEMENTS PHOTOGRAPHIQUES LE PHOTOTIMER



LES photographes amateurs connaissent le problème que pose le développement d'un film : il faut, en effet, agiter durant 5 s le bain et cela à des intervalles de 30 s pour une durée totale de 4 à 15 mn suivant la sensibilité du film. D'habitude on utilise un chronomètre, ce qui est assez fastidieux et présente l'inconvénient majeur de nécessiter une attention soutenue. Ici encore, l'électronique peut leur venir en aide en indiquant par un son les moments où il faut agiter le bain et celui où l'opération est terminée.

I – Principe de l'appareil

Avant d'examiner le schéma de principe passons en revue le cahier des charges : il faut tout d'abord produire un son toutes les 30 secondes et celui-ci doit durer 5 secondes pendant lesquelles on agitera le bain, ensuite la durée totale de l'opération doit être clairement indiquée et se signaler à l'opérateur avant la fin du cycle par un son de tonalité différente, laissant ainsi le temps de vider la cuve. Ce temps est compris entre 4 et 15 minutes (6'30" pour du 400 Asa par exemple). Nous avons donc besoin de deux temporisateurs, l'un permettant de générer un son toutes les 30 s pendant 5 s, et l'autre produisant un son différent au bout d'un temps réglable de 4 et 15 mn. La juxtaposition des signaux issus des deux temporisateurs produira un troisième son indiquant qu'il faut vider la cuve.

Le schéma de principe de la figure 1 vous montre comment nous sommes parvenus à nos fins. Le son est produit par un oscillateur utilisant un transistor unijonction (T_2) suivi d'un ampli rudimentaire constitué des transistors T_3 et T_4. Le signal est transmis à un petit haut-parleur d'une impédance de 100 Ω. Le signal apparait lorsque l'émetteur de T_2 est relié par une résistance au pôle positif de l'alimentation. Ce signal est en forme de dents de scie qui apparaissent aux bornes de C_6, celles-ci sont ensuite transmises à la base du transistor T_3 qui est monté en collecteur commun afin d'élever l'impédance d'entrée de l'amplificateur et d'éviter une perturbation du fonctionnement de l'oscillateur à UJT ; le transistor T_4 est monté en émetteur commun et

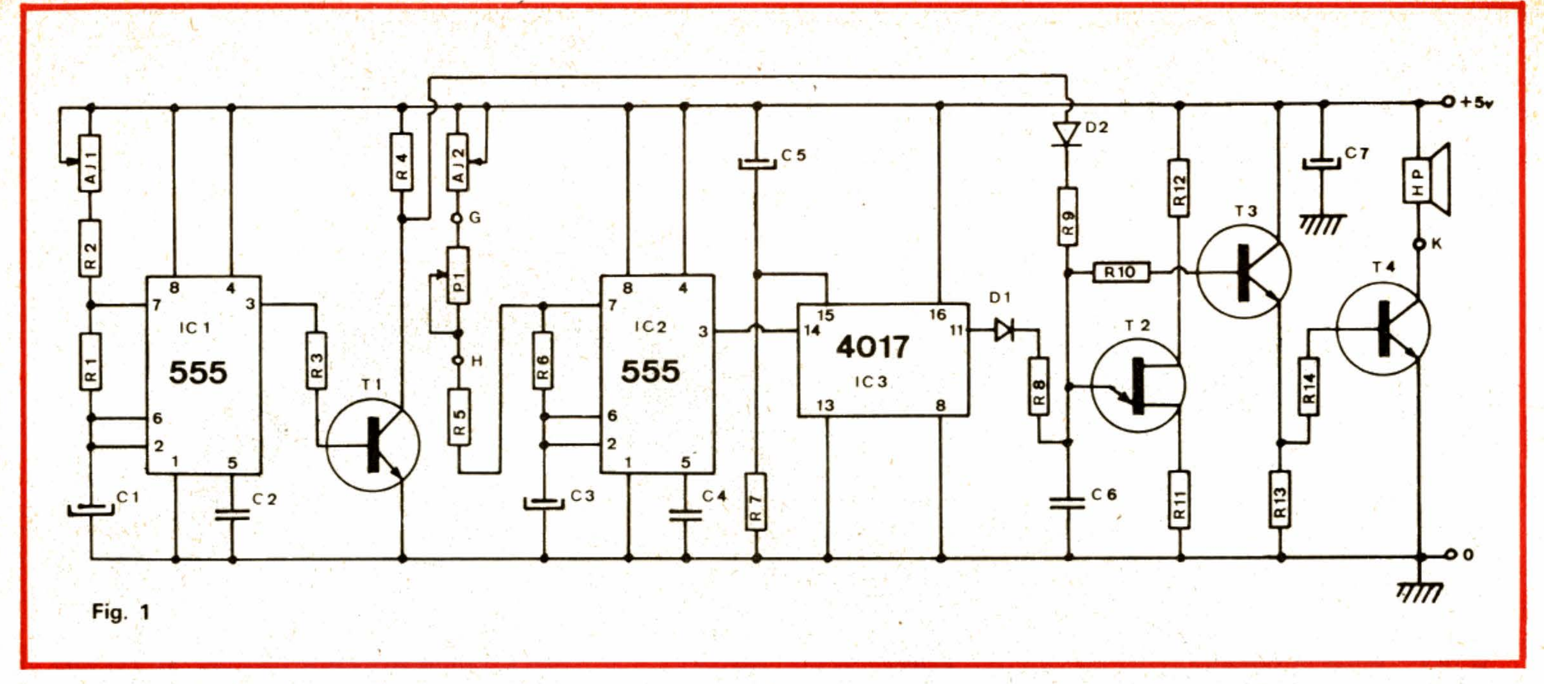


Fig. 1

commande directement par son collecteur la bobine mobile du haut-parleur. Inutile de dire qu'il ne s'agit pas ici de Hi-Fi, ce serait même tout à fait le contraire ! Cela est d'ailleurs sans aucune importance, le tout étant de faire du bruit.

Le premier temporisateur est chargé de produire toutes les 30 s un son grave dont la durée est de 5 s. Nous avons utilisé le très populaire 555 pour cette première fonction. Il est inutile de revenir sur le fonctionnement interne de ce circuit très répandu, d'autres ayant évoqué à maintes reprises ce sujet dans la revue sans l'épuiser, tant sont nombreuses les applications de cette « bête à tout faire ». Sachez simplement que AJI, R_2 et R_1 chargent le CI et provoquent, avec les valeurs données, l'apparition d'un créneau positif sur la borne 3 du 555 durant 25 s et que CI se décharge ensuite par R_1 durant 5 s ce qui provoque l'apparition d'un créneau négatif, puis le cycle recommence. Un transistor NPN (TI) suit le 555 et inverse la polarité du créneau disponible sur la borne 3 ; le créneau prélevé sur le collecteur de T_1 sera donc positif pendant 5 s toutes les 30 s. Ce signal est relié à l'émetteur de T_2 par la résistance R_9 ce qui a pour effet de transformer en son le signal positif issu de T_1. Avec les valeurs retenues la fréquence du signal émis par le haut-parleur est d'environ 70 Hz.

Le deuxième temporisateur est chargé de produire un son de tonalité plus élevée quelques instants avant le temps imparti pour la durée totale de l'opération. Si celui-ci est par exemple de 4 mn, ce que nous avons choisi comme temps minimum, le son doit apparaître avant la huitième tonalité grave soit aux environs de 3'40" ce qui avertira l'opérateur, lui laissant ainsi le temps de vider la cuve lorsqu'il entendra le son s'élever à une tonalité encore plus aiguë. Devant la durée de temporisation nécessaire, nous avons opté pour un système divisant par 10 les impulsions issues d'un oscillateur formé d'un deuxième 555 (IC_2). Cette disposition évite l'emploi d'un condensateur de très forte valeur et les ennuis résultants de l'emploi de résistances élevées pour charger celui-ci. La division de la fréquence de l'oscillateur pilote disponible sur la borne 3 de IC 2 est obtenue par l'emploi d'un circuit

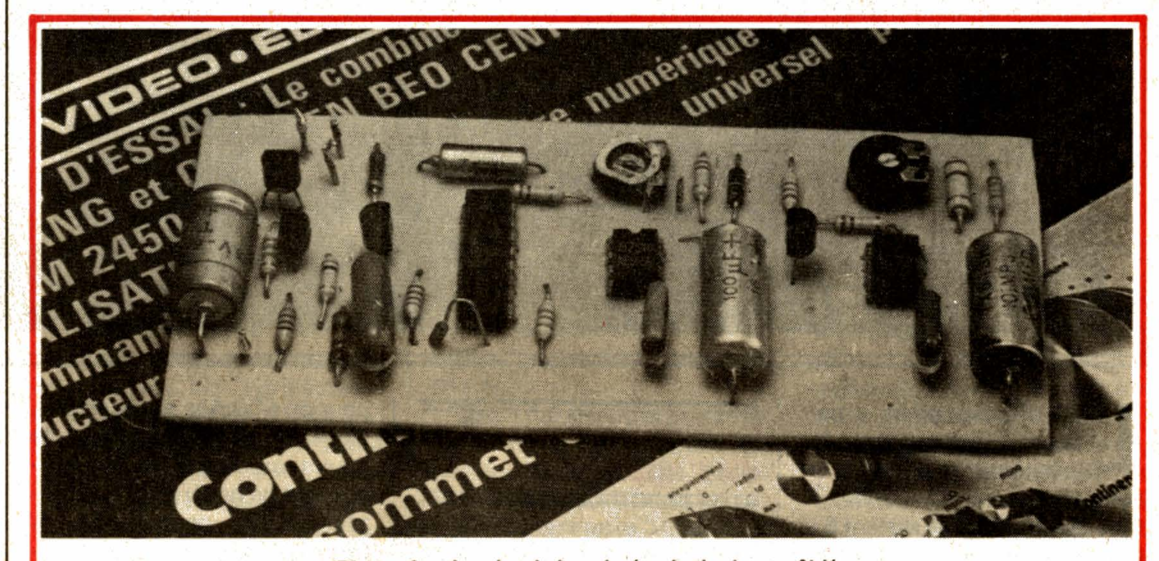


Photo 1. – Le circuit imprimé principal est câblé.

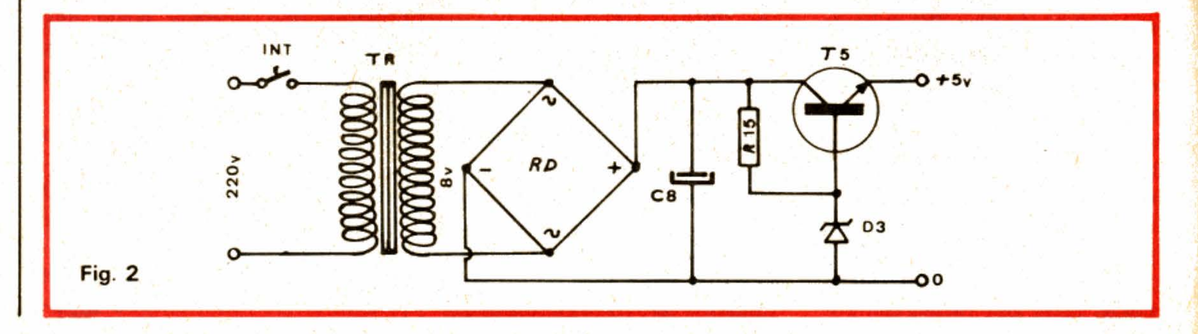


Fig. 2

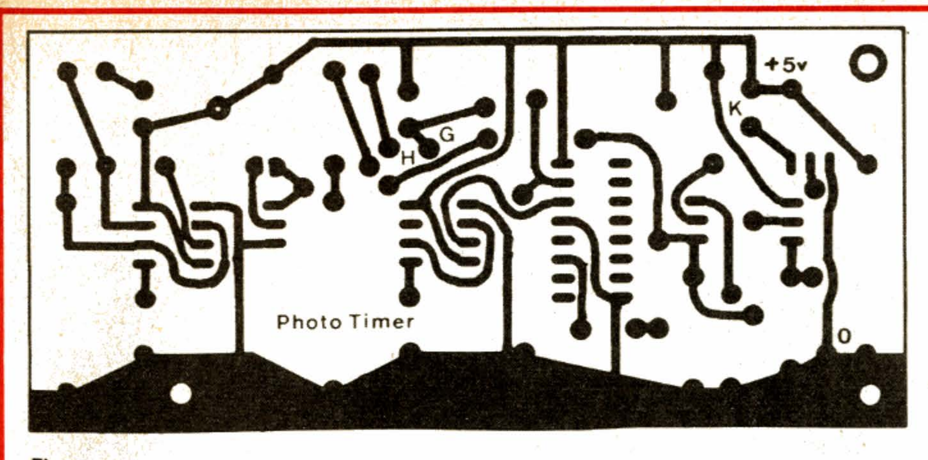


Fig. 3

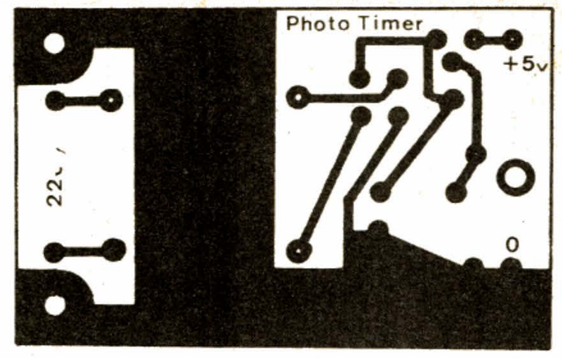


Fig. 4

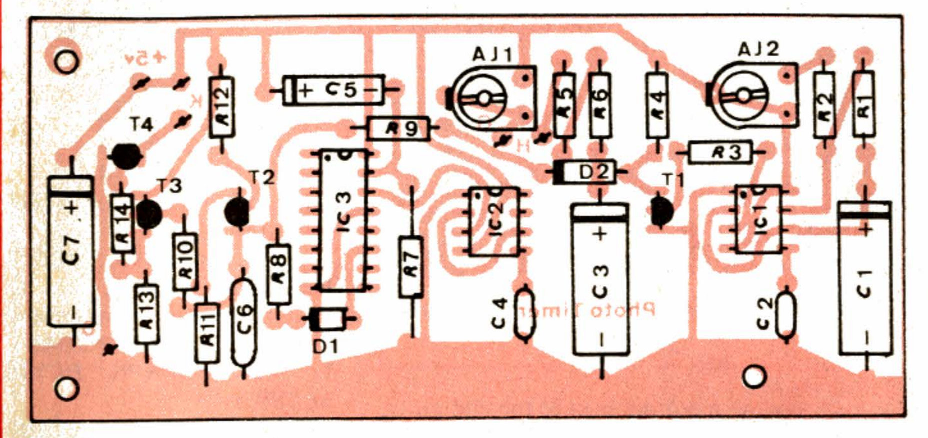


Fig. 5

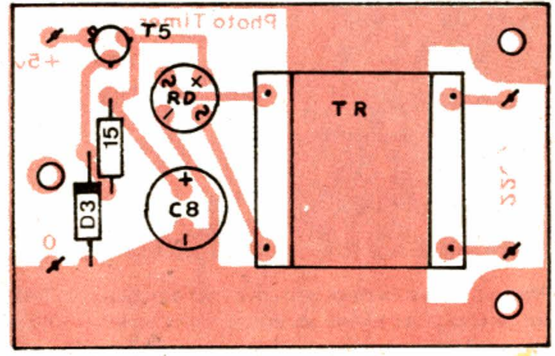


Fig. 6

intégré très courant : le 4017. IC_2 produira donc des créneaux dont la durée est fixée par AJ_2, P_1, R_5 et R_6. Ceux-ci seront appliqués à l'entrée de IC_3 et la dixième impulsion appliquée à celle-ci, provoquera le passage à + 5 V de la sortie 11 de IC_3. Ce signal sera transmis à l'émetteur de T_2 par la résistance R_8 ce qui se traduira par l'apparition d'un son aigu. Le condensateur C_5 et la résistance R_7 provoquent la remise à zéro (Raz des sorties de IC_3 lors de la mise en service de l'appareil. Avec les valeurs retenues, le son disponible en sortie est d'une fréquence d'environ 350 Hz et de plus, parfaitement agaçant, ce qui rappelera à l'ordre les distraits ! Les diodes D_1 et D_2 évitent le retour à la masse des signaux issus de l'un ou de l'autre des temporisateurs, ce qui se traduirait par un silence total.

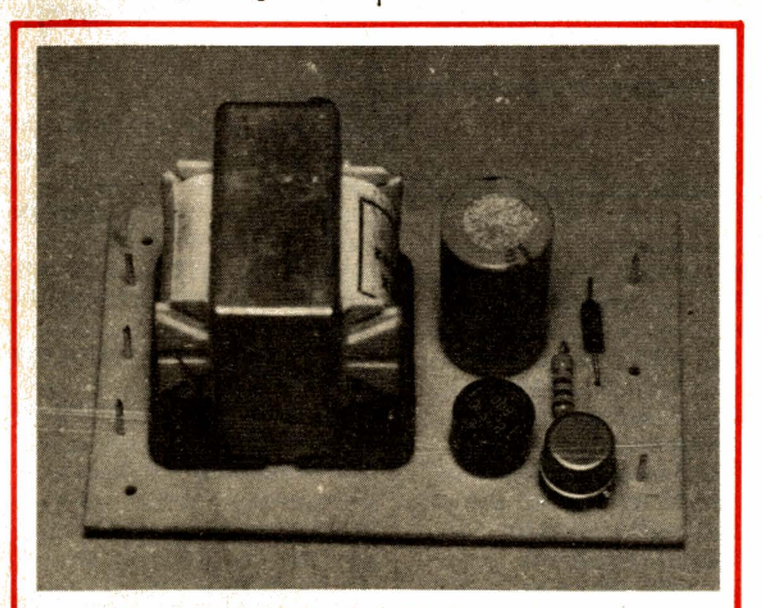


Photo 2. – Le petit circuit imprimé de l'alimentation, son tracé sera adapté au type de transfo utilisé.

Pour l'alimentation nous avions le choix entre deux solutions : piles ou secteur ? L'intensité consommée étant assez importante (70 mA quand un son est produit) nous vous conseillons d'alimenter le Photo-timer par une petite alimentation telle qu'elle est représentée sur la figure 2. Celle-ci, fort simple, ne nécessite que peu de composants et offre une sécurité de fonctionnement absolue, quoi de plus stupide que de tomber en panne d'alimentation à cause d'une pile usée en plein développement et de gacher ainsi un film auquel vous teniez. Pas de regrets donc, il faut en passer par l'achat d'un petit transfo et de quelques composants annexes.

II – Réalisation pratique

Il vous faudra tout d'abord réaliser les circuits imprimés des figures 3 et 4 représentés ici à l'échelle 1/1. Pour cette opération vous pouvez utiliser le feutre spécial (comme l'auteur) ou les transferts directs. Plongez les circuits dans un bain de perchlorure de fer et après rinçage, percez tous les trous à 0,8 mm pour les résistances, condensateurs, circuits intégrés, transistors et diodes ; à 12 mm pour le transfo, les potentiomètres ajustables et les bornes ; 3 mm pour les trous de fixation. Implantez les divers composants en vous aidant des figures 5 et 6 ; méfiez-vous de la bonne orientation des diodes, condensateurs, CI etc. Le montage terminé sera placé dans un petit boîtier, de préférence métallique, que vous réaliserez vous même, comme l'auteur, dans de la tôle d'alu de

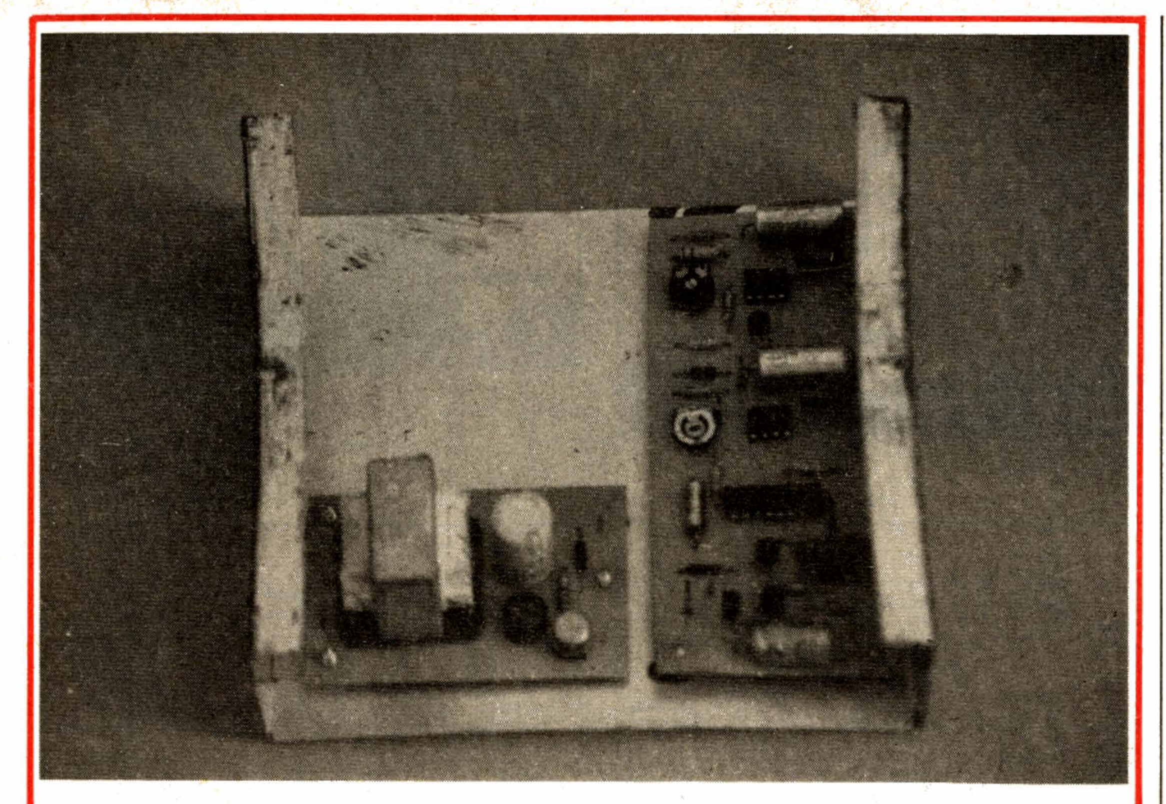


Photo 3. – Les circuits imprimés sont en place, la fixation est assurée par des entretoises en laiton soudées sur le circuit et fixées au boîtier par des vis à tôle.

10/10 mm ou que vous acheterez dans le commerce spécialisé. Ce boîtier devra avoir pour dimensions minimum : largeur 130 mm, profondeur 140 mm, hauteur 45 mm. Procédez à présent au câblage proprement dit et à la décoration de la face avant en vous inspirant des photos de cet article. Le câblage se résume à la liaison du HP avec le circuit principal, de même que le potentiomètre PI et les fils d'alimentation ainsi qu'à la liaison de l'interrupteur, du voyant et du cordon secteur avec l'alimentation. Le voyant est constitué d'une diode Led de 3 mm reliée à l'alimentation + 5 V avec une résistance de 220 Ω 1/2 W en série côté anode et au 0 du côté cathode.

III – Mise en service et réglages

Vérifiez soigneusement le montage et mettez en marche ; la tension en sortie d'alimentation doit être de 5 V à 5 % près. Réglez P_1 au maximum et attendez. Au bout d'environ 40 s un son assez grave doit être entendu et sa durée doit être d'environ 5 s, au bout de 30 s le phénomène doit se reproduire. Réglez AJ_1 de manière à ce que la période, c'est-à-dire le temps qui s'écoule entre chaque apparition du son, soit très exactement de 30 s. Si le seul réglage de AJ1 ne permet pas d'obtenir ce résultat, il faudra agir sur la valeur de R_2. Cela n'a rien d'anormal, les dispersions au niveau de la valeur des condensateurs sont en effet parfois très importantes. Coupez à présent l'alimentation et réglez P_1 au minimum non sans l'avoir équipé d'un bouton avec index. Mettez en marche et observez après 3 à 4 mn l'apparition d'un son plus aigu que précédemment. Réglez à présent AJ2 afin que le son aigu apparaisse peu après l'audition de la 7e tonalité grave et continue un petit peu après l'apparition de la 8e. Tracez l'indication : 4' sur la face avant du boîtier. S'il est impossible d'obtenir ce résultat, modifiez la valeur de R_5. Procédez maintenant à l'étalonnage du Photo-Timer en réglant P_1 de manière à provoquer l'apparition de la tonalité aigue après la 8e tonalité grave (4'30''), la 9e (5'), etc. et tracez ces positions sur la face avant. Attendez au moins 3 mn entre chaque réglage en coupant l'alimentation afin de laisser les condensateurs se décharger.

Voilà ! C'en est terminé de la description de ce petit appareil, fort simple finalement, et qui rendra de bons et loyaux services aux photographes amateurs.

Ph Wallaert

Liste des composants

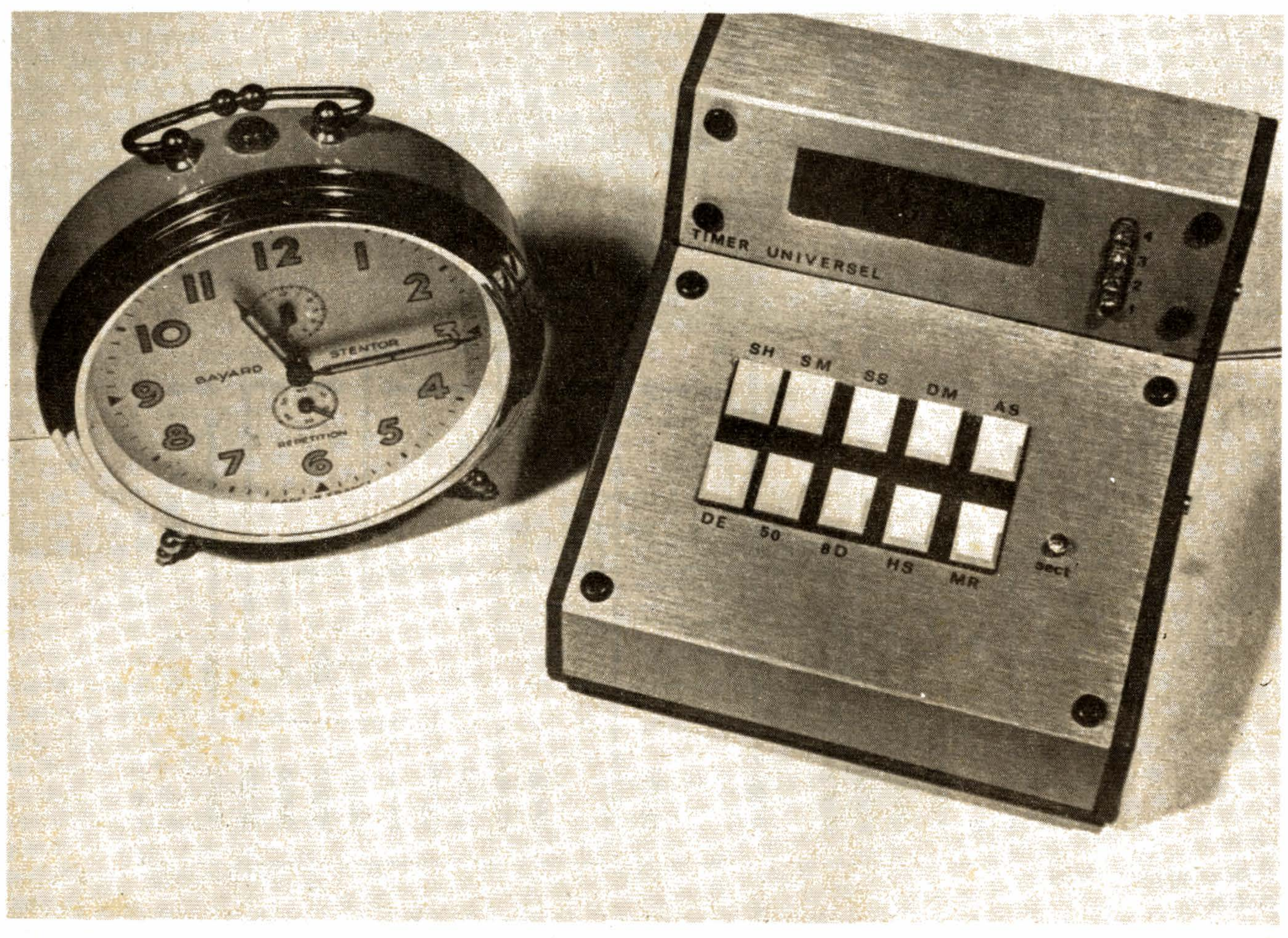
Résistances
R_1 : 68 kΩ 1/4 W
R_2 : 220 kΩ 1/4 W
R_3 : 15 kΩ 1/4 W
R_4 : 4,7 kΩ 1/4 W
R_5 : 150 kΩ 1/4 W
R_6 : 10 kΩ 1/4 W
R_7 : 4,7 kΩ 1/4 W
R_8 : 5,6 kΩ 1/4 W
R_9 : 15 kΩ 1/4 W
R_{10} : 100 kΩ 1/4 W
R_{11} : 100 Ω 1/4 W
R_{12} : 100 Ω 1/4 W
R_{13} : 1,5 kΩ 1/4 W
R_{14} : 2,7 kΩ 1/4 W
R_{15} : 150 Ω 1/2 W

Condensateurs
C_1 : 100 µF 10 à 16 V (tantale de préférence)
C_2 : 10 nF 100 V Mylar
C_3 : 100 µF 10 à 16 V (tantale de préférence)
C_4 : 10 nF 100 V Mylar
C_5 : 47 µF 10 à 16 V (tantale de préférence)
C_6 : 220 nF 100 V Mylar
C_7 : 64 µF 10 à 16 V chimique couché.
C_8 : 470 µF 16 V chimique debout.

Semi-conducteurs et C_1
IC_1 : 555 (NE 555, LM555, etc.)
IC_2 : 555 (NE 555, LM 555, etc.)
IC_3 : CD 4017
D_1 : IN 4148, IN 914
D_2 : IN 4148, IN 914
D_2 : IN 4148, IN 914...
D_3 : diode zener 5,6 V 400 mW.
T_1 : transistor NPN : BC107, BC238, BC182, etc.
T_2 : transistor unijonction : TIS 43 (maquette) 2N2646
T_3 : transistor NPN : BC109, BC239, etc.
T_4 : transistor NPN : BC107, BC238, BC182, etc.
T_5 : transistor NPN : 2N1711, 2N1613.
RD : Pont moulé 100 V, 0,2 A ou 4 diodes IN4002 en pont.

Divers
1 boîtier tôle d'alu de 45, 130, 140 mm.
AJ1 : potentiomètre ajustable miniature 100 kΩ
AJ2 : potentiomètre ajustable miniature 220 kΩ
P_1 : Potentiomètre de 1 MΩ variation linéaire.
Voyant : diode Led rouge de 3 mm en série avec une résistance de 220 Ω 1/2 W.
Transfo : 2 à 4 VA, primaire 220 V, secondaire 8 V.
HP : haut-parleur Ø 70 mm, bobine mobile impédance 100 Ω
INT : interrupteur unipolaire miniature.
2 circuits imprimés bakélite ou époxy.
1 cordon-secteur.

REALISEZ UN TIMER UNIVERSEL PROGRAMMABLE



(suite voir n° 1648)

COMME nous vous l'avons indiqué le mois dernier, nous allons étudier aujourd'hui la réalisation pratique de ce montage ainsi que le principe de programmation des fonctions. Afin de conserver une démarche logique, la présentation qui va être adoptée est la suivante : étude des circuits imprimés, câblage de ceux-ci puis mise en place dans le boîtier. En effet, il est toujours préférable de percer des trous avec les composants en moins plutôt que d'après des plans. Nous terminerons ensuite cette étude par un mode d'emploi et par un exemple d'utilisation et de programmation.

Entrons tout de suite dans le vif du sujet avec...

Le circuit imprimé du clavier

Comme vous avez pu le constater lors de l'étude théorique, le clavier comporte 10 touches câblées en matrice. Plutôt que d'acheter 10 poussoirs classiques, nous nous sommes procuré des modèles que l'on peut monter directement sur circuit imprimé ; l'avantage retiré est double : le câblage se trouve réduit à néant ; de plus, grâce à une astuce, on limite aussi le câblage au niveau des afficheurs. La découpe de la face avant est également simplifiée puisqu'au perçage de 10 trous se substitue celui, plus grand il est vrai, d'une découpe rectangulaire regroupant toutes les touches.

Les poussoirs utilisés sont de la marque Shadow mais ils ont de nombreux homologues et la meilleure solution consiste à aller voir ce qu'il y a dans les tiroirs de son revendeur.

Avant de reproduire le dessin du circuit imprimé, assurez-vous cependant que l'implantation des pattes de vos poussoirs est identique à la nôtre et que le brochage de ceux-ci est aussi le même (voir figure 21, le brochage de nos poussoirs).

Le dessin à l'échelle 1 de ce circuit qui sera en verre époxy pour des raisons de rigidité mécanique, est indiqué figure 1. Le plan d'implantation montre (fig. 2) qu'il supporte les touches du clavier et la LED (et sa résistance) reliée à la sortie de IC_1 (fig. 11 du mois dernier) et faisait office de témoin de présence du secteur.

Par ailleurs, ce circuit étant vissé sur celui des afficheurs au moyen d'équerres à 120°, comme le montrent les photographies, et le clavier et les afficheurs ayant plusieurs liaisons électriques communes, toutes les connexions clavier, afficheurs vers circuit principal sont ramenées sur ce CI ; nous verrons que le pourquoi de cela se clarifie plus avant.

Le montage des composants ne présente aucune difficulté ; il faut cependant bien plaquer la résistance sur le CI et câbler la LED de telle façon que le haut de celle-ci soit à la hau-

teur du point le plus haut des touches du clavier.

Les différents picots de connexion figurés sur le plan d'implantation sont à monter côté cuivre ; les liaisons entre ce circuit et le circuit principal s'effectuant par-dessous.

Les trous repérés par leurs lettres situées tout au bord de la plaquette sont à laisser libres, ils servent au raccordement avec les afficheurs au moyen de petits fils nus (voir plus loin et photos).

Circuit imprimé des afficheurs

Nous vous avons dit, le mois dernier, que le STAC pouvait commander directement des afficheurs mais que, selon le modèle choisi, ceux-ci pouvaient être plus ou moins lumineux, nous avions, pour cela, présenté le schéma d'amplificateur de « segments ».

Afin de satisfaire tout le monde, nous avons réalisé deux circuits imprimés mécaniquement et électriquement (au niveau des raccordements) compatibles. Nous vous présentons tout d'abord le plus simple qui ne comporte pas d'amplificateur de segments.

Son dessin à l'échelle 1 est visible figure 3 et le plan d'implantation apparaît figure 4. Bien que de la bakélite puisse convenir nous conseillons le verre epoxy pour des raisons de rigidité mécanique, la bakélite ayant tendance à la longue à se dilater dans un sens ou dans l'autre pour donner un circuit bombé ce qui, pour un support d'afficheurs, est assez inesthétique.

Plusieurs remarques sont indispensables : le circuit est prévu pour des TIL 322 de Texas dont le brochage est indiqué figure 21. Si vous utilisez d'autres afficheurs, comparez leur brochage avec celui des TIL 322 et faites éventuel-

Fig. 1. – Dessin du CI du clavier (échelle 1)

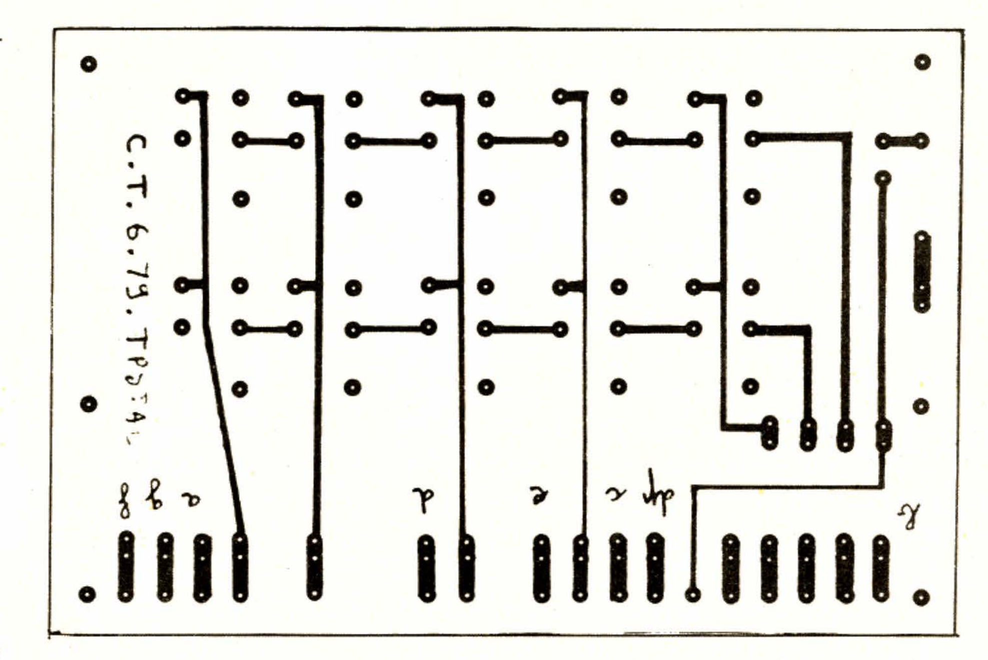


Fig. 2. – Plan d'implantation du CI du clavier.

à relier à leurs homonymes du CI des afficheurs

f g a DH H d DM e M c dp ① ② ③ ④ b

à relier à leurs homonymes du CI principal

23 du STAC
8 du STAC
15 du STAC
Masse
Sortie IC1
680
A
LED

2 × 5 touches

lement les modifications nécessaires sur le CI. Par ailleurs, lorsque vous achetez des afficheurs demandez le brochage à votre fournisseur ; l'auteur veut bien répondre aux questions concernant ses articles mais sa documentation est forcément limitée. Par ailleurs, le brochage d'un afficheur se trouve facilement à partir d'un ohmmètre (revoir éventuellement la figure 3 du mois dernier).

Attention au fait que 3 straps sont à placer sous les afficheurs. Plaquez bien ceux-ci sur le CI.

Les afficheurs peuvent être soudés à condition de prendre les précautions habituelles ; n'oubliez pas que les segments sont des LED et que les règles applicables aux semi-conducteurs sont donc valables.

Les LED témoins des relais sont à câbler de telle façon que le haut de celles-ci soit au niveau de la face plane des afficheurs ou au maximum 1 ou 2 mm au-dessus.

L'anode des LED est repérée par la lettre A sur la figure 4. Le brochage des LED étant fantaisiste (patte plus courte (!), patte plus plate que l'autre, point de couleur effacé...), nous indiquons figure 5 comment trouver celui-ci sans appareil de mesure.

Enfin, les indications mentionnées en bas du CI servent au câblage ; a, b, c, d, e, f, g, sont les sorties segment des afficheurs. DH, H, DM, M sont les cathodes des afficheurs. 1, 2, 3, 4 sont les anodes des LED, les appellations sont identiques à celles qui sont indiquées sur le CI du clavier d'une part, sur le CI principal d'autre part et sur le schéma général du montage (fig. 11 du mois précédent).

Le deuxième circuit d'afficheurs supporte les amplificateurs de segments et est donc plus dense que celui que nous venons d'étudier ; cela est évident lorsque l'on regarde son dessin présenté à l'échelle 1 en figure 6. Le plan d'implantation des composants étant quant à lui représenté figure 7.

Ici encore plusieurs remarques sont nécessaires afin de vous simplifier la tâche : il faut, ici aussi, faire attention aux

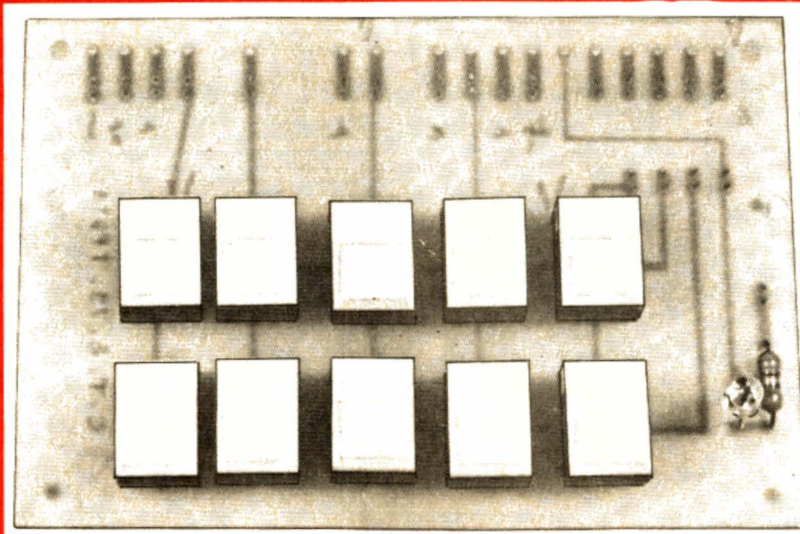


Photo A. – Le circuit imprimé du clavier. Essayez de faire mieux que l'auteur pour l'alignement des touches !

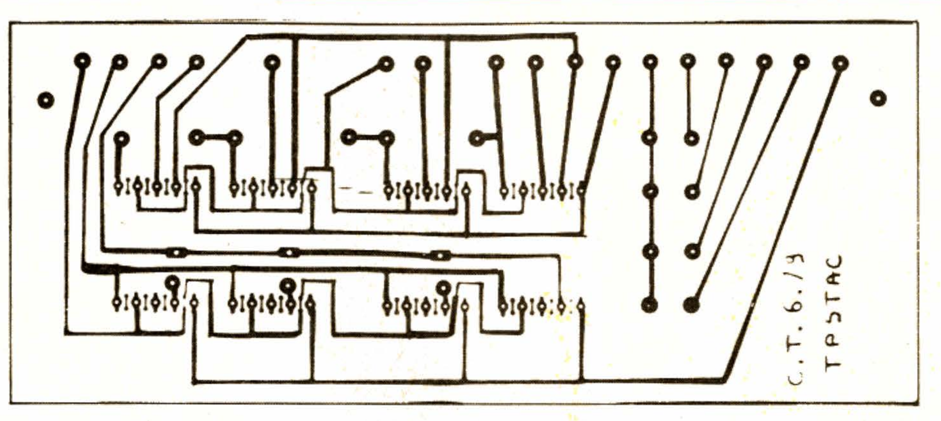


Fig. 3. – Dessin du CI des afficheurs simple (échelle 1).

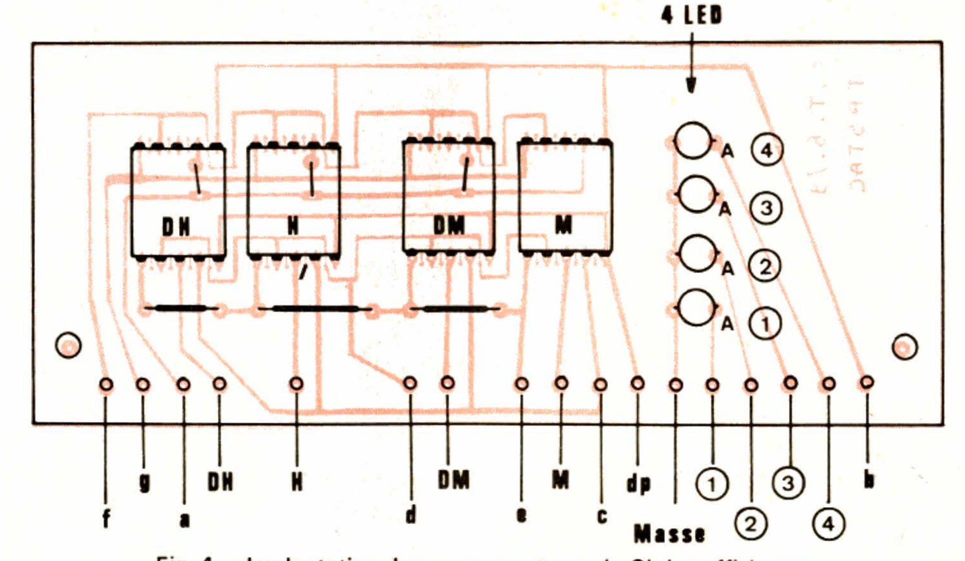


Fig. 4. – Implantation des composants sur le CI des afficheurs.

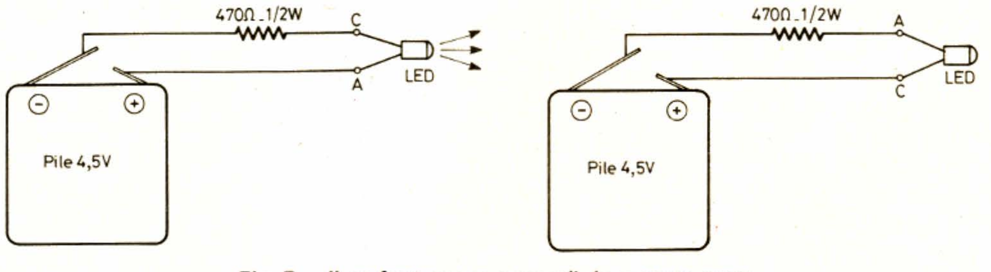


Fig. 5. – Il ne faut aucun appareil de mesure pour tester une LED !

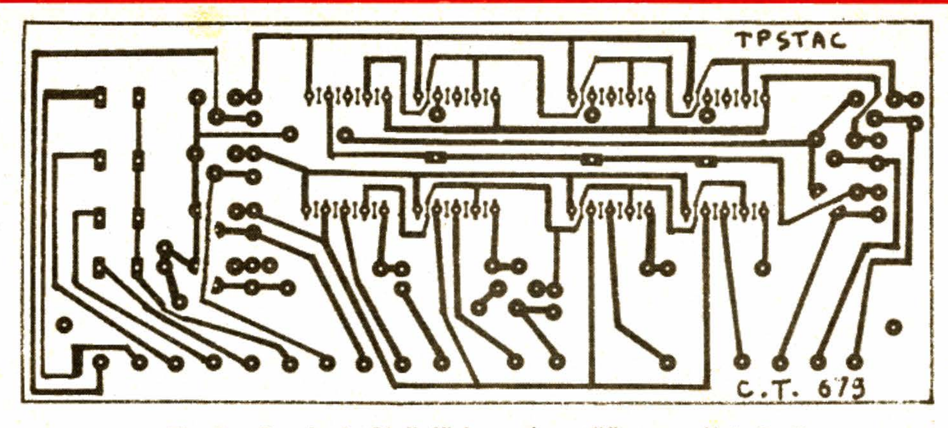


Fig. 6. – Dessin du CI d'afficheurs à amplificateurs (échelle 1).

Transistors T11 à T18

4 LED

= Résistance de 1kΩ 1/4W montée verticalement

DH H DM M

A A A A

④ ③ ② ①

+Vcc

f g a DH H d DM e M c dp Masse ① ② ③ ④ b

Fig. 7. – Implantation des composants sur le CI d'afficheurs à amplificateurs.

straps situés sous les afficheurs ; la remarque concernant les brochages faite ci-avant reste valable. Enfin, et c'est là le plus important, les composants seront plaqués sur le CI afin de ne pas atteindre le niveau de la face plane des afficheurs. Ils doivent même être 1 ou 2 mm en-dessous. Pour ce faire, on peut, comme ce fut notre cas, câbler les afficheurs « long » c'est-à-dire ne pas plaquer ceux-ci sur le CI. Les transistors peuvent ainsi trouver leur place aisément sans être quand même complètement appliqués sur le CI.

Pour ce qui est des résistances, le manque de place nous contraint à les monter verticalement ; afin de respecter ces problèmes de hauteur il faudra donc choisir des modèles 1/4 W ou mieux des 1/8 W. Le picot marqué $+V_{CC}$ sera mis en place côté cuivre du CI, le câblage étant réalisé par-dessous comme pour le clavier.

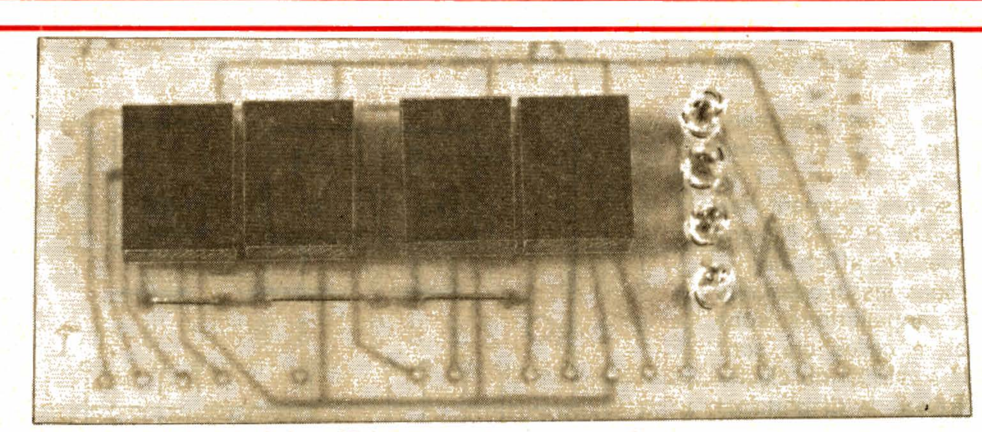


Photo B. – Le circuit imprimé des afficheurs, version sans ampli.

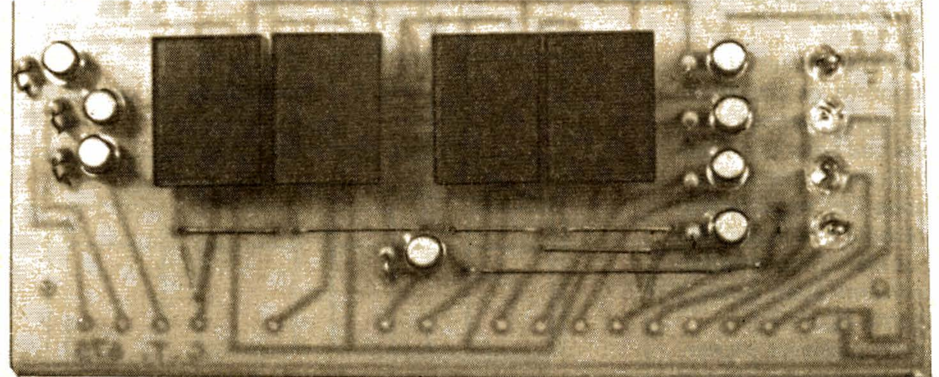


Photo C. – Le circuit imprimé des afficheurs, version avec ampli. Remarquez les résistances montées verticalement.

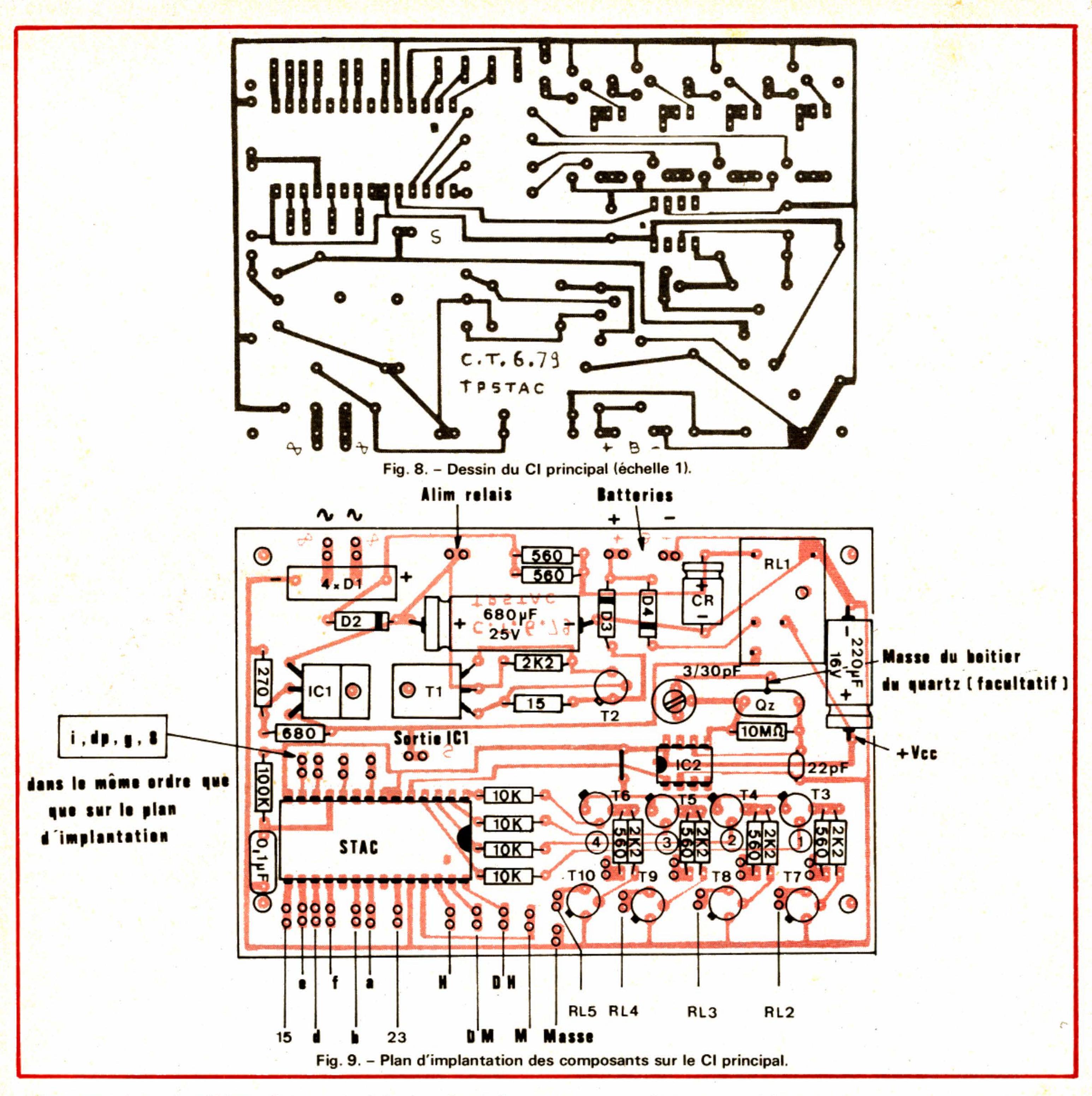


Fig. 8. – Dessin du CI principal (échelle 1).

Fig. 9. – Plan d'implantation des composants sur le CI principal.

Pour ce qui est du câblage des LED et du repérage des trous en bas de circuit, les remarques déjà faites ci-avant restent valables.

Le circuit principal

Il supporte tous les composants du montage à l'exclusion du clavier et des afficheurs. Cependant, il nous a été possible de le réaliser en simple face et son dessin est relativement simple comme le montre la figure 8 qui reproduit ce dernier à l'échelle 1. Ce circuit sera en verre époxy en raison des fréquences assez élevées mises en jeu au niveau du quartz et pour assurer une bonne rigidité mécanique. Quelques commentaires sont à faire, quant au tracé. Commentaires d'autant plus explicites que l'on étudie le plan d'implantation de la figure 9. Nous vous livrons ceux-ci dans l'ordre qui nous vient à l'esprit.

Les diodes 4 x D_1 sont prévues sous forme d'un pont moulé plat; la résistance 270 Ω 1 W est validée par mise en parallèle de deux 560 Ω 1/2 W; pour ce qui est du relais utilisé revoir éventuellement ce que nous avons écrit le mois dernier et, si vous ne disposez pas de notre modèle revoyez le tracé du CI à cet endroit.

Le circuit IC_1 et le transistor T_1 sont prévus pour être plaqués contre le CI permettant ainsi le montage d'un radiateur élémentaire constitué d'un L en dural de 10 mm de large pour 40 mm de longueur totale (déployée); attention si vous utilisez le même radiateur pour T_1 et IC_1; isolez T_1 avec les accessoires habituels car le collecteur de celui-ci est relié à la porte métallique de son boîtier. L'emplacement du quartz est prévu pour un modèle MC 6/U avec patte de masse;

selon la taille de votre quartz retouchez éventuellement cette partie.

Enfin les indications mentionnées en face des picots de connexion sont identiques à celles qui sont indiquées sur les CI des afficheurs ou du clavier ; ou alors elles parlent d'elles-mêmes (alim. relais, batteries, etc.) ; on se reportera avec profit à la figure 11 du mois précédent.

Si les transistors que vous utilisez pour T_3 à T_6 et T_7 à T_{10} sont en boîtiers métalliques, veillez à ce que les boîtiers ne se touchent pas et ne touchent aucun picot de connexion (en particulier pour T_7 à T_{10}).

Vérifiez très soigneusement votre câblage car une erreur peut-être fatale au STAC ; à ce propos, nous vous conseillons de monter celui-ci et le MM 5369 sur supports ; ce sont tout de même des circuits MOS qui, bien que protégés, aiment à être traités avec soin.

Muni de tous ces éléments, nous allons pouvoir passer à la mise en boîte et au câblage qui, vous allez le voir, est rendu très simple grâce à nos repères et au système de montage.

Le boîtier

La figure 10 indique ses dimensions extérieures ; nous vous rappelons que c'est un modèle standard du com-

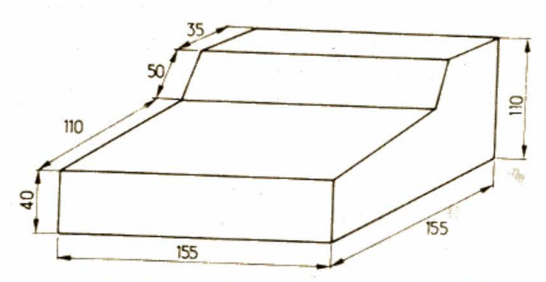


Fig. 10. – Côtés du boîtier utilisé ; voir texte pour la référence commerciale.

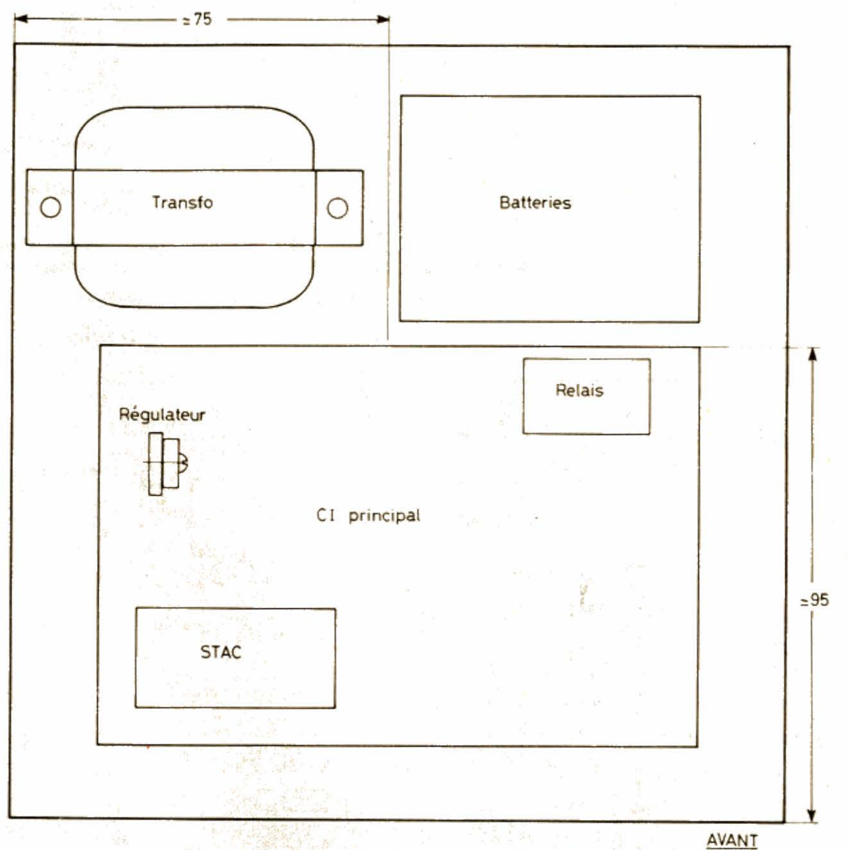


Fig. 11. – Disposition interne en fond de boîtier.

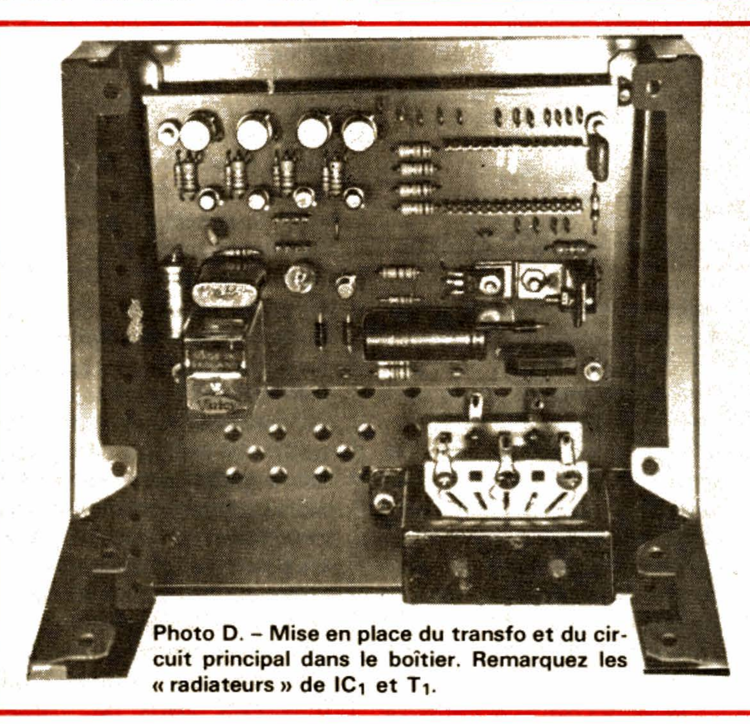


Photo D. – Mise en place du transfo et du circuit principal dans le boîtier. Remarquez les « radiateurs » de IC_1 et T_1.

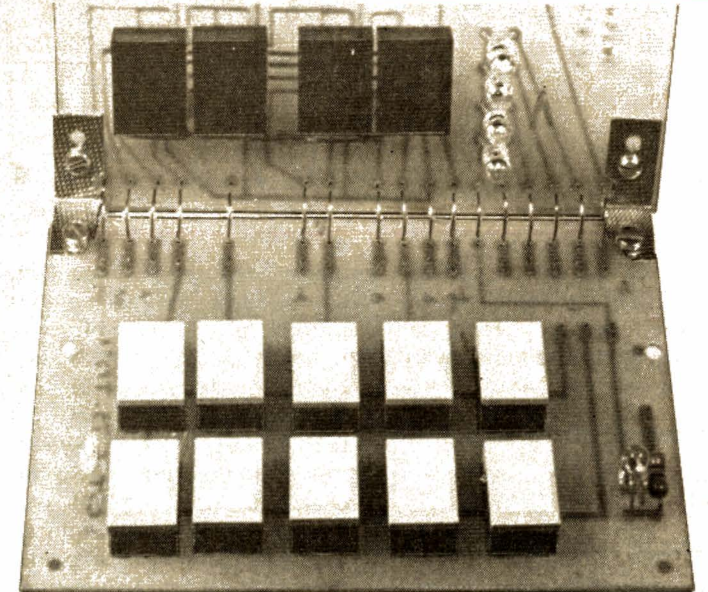


Photo E. – Les circuits du clavier et les afficheurs sont fixés ensemble par 2 équerres à 120° environ. Remarquez les liaisons en fil nu rigide entre ces circuits.

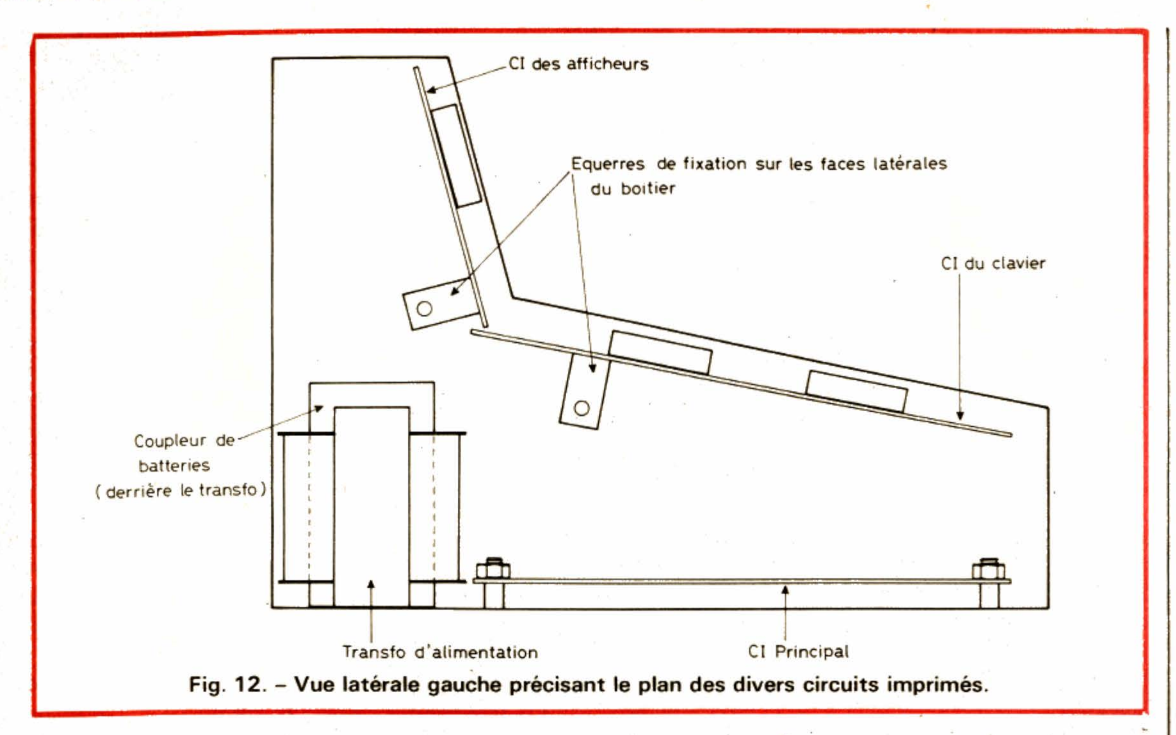


Fig. 12. – Vue latérale gauche précisant le plan des divers circuits imprimés.

merce type 825/1 de Sistema GI (voir Nord Radio, par exemple). Nous allons supposer dans tout ce qui va suivre que vous utilisez ce boîtier, étant entendu que les commentaires, les photos et votre imagination seront suffisants si ce n'est pas le cas.

La disposition adoptée est logique quand on regarde la forme pupitre de ce boîtier ; dans le fond, comme le montre la figure 11, se trouvent le transformateur et le coupleur de batteries à l'arrière, le circuit principal à l'avant. L'orientation indiquée, pour le circuit principal, sur cette figure est à respecter obligatoirement sinon il serait impossible de mettre en place le circuit du clavier par-dessus ; le relais venant buter dans celui-ci dans les autres cas. La figure 12 precise d'ailleurs l'organisation générale du montage en présentant une vue latérale schématique du boîtier.

Comme le montrent les photos, les circuits du clavier et des afficheurs sont fixés ensemble au moyen de 2 équerres à 120° environ de façon à ce que le CI du clavier étant parallèle au grand plan incliné du boîtier, le CI des afficheurs soit parallèle au petit plan incliné.

Lorsque ces circuits sont fixés, il faut les relier électriquement, les trous de même nom étant face à face l'opération est très simple :

– Pour les afficheurs sans ampli, reliez tous les trous du CI des afficheurs aux trous de même nom du CI du clavier par de petits fils nus rigides (voir photo).

– Pour les afficheurs avec amplis, reliez tous les trous « des segments » (a, b, c, d, e, f, g, dp) au trous de même nom du CI du clavier par une résistance de 330 Ω (1/4 W de préférence pour la taille) ; les autres liaisons se font comme dans le cas précédent, par du fil nu rigide.

Attention à ce que les équerres ne touchent aucune piste ou aucun fil de liaison, une retouche à la lime étant parfois nécessaire.

L'ensemble de ces deux circuits est fixé sur les faces latérales du boîtier, de façon à réaliser le double parallélisme déjà cité, au moyen de 4 équerres (2 de chaque côté). Une, vissée sur le circuit des afficheurs dans le même trou que celui de l'équerre du CI du clavier et une autre vissée dans le trou du milieu du CI du clavier. Cette opération est assez délicate si l'on veut que le clavier et les afficheurs occupent des positions correctes, le seul conseil que nous puissions vous donner est le soin et la patience.

Lorsque les circuits ont trouvé leur position correcte, il faut se livrer au perçage des faces avant qui ne présente pas de difficulté particulière, on prendra seulement soin de protéger la partie extérieure de ces faces au moyen de ruban adhésif pendant les perçages.

Les indications seront réalisées au moyen de lettres de transfert à sec (Amfac, Letraset, Decadry) recouvertes ensuite d'une généreuse cou-

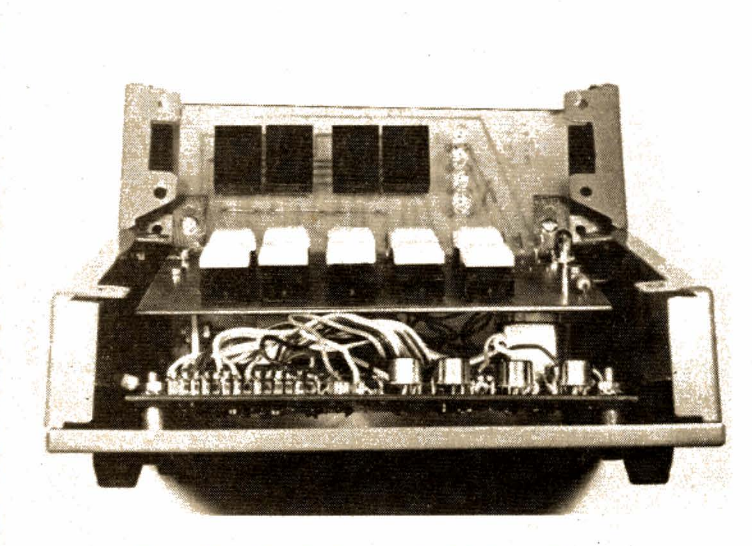


Photo F. – Vue de l'avant du boîtier, câblage terminé.

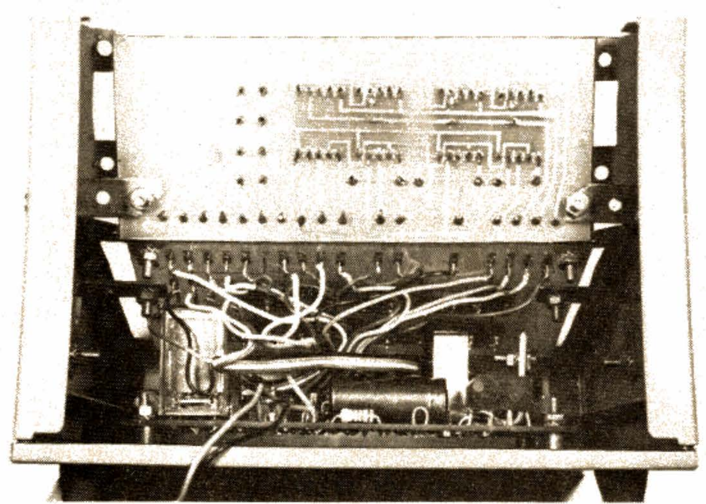


Photo G. – Le transfo et les batteries sont enlevés pour les besoins de la photo. Remarquez les équerres de fixation aux faces latérales

Afficheurs

10	9	8	7	6
5	4	3	2	1

Tension secteur

Repérage des touches du clavier

N°	Appellation de la touche
1	Manuel
2	Maintien d'état
3	8 jours
4	50 Hz
5	Entrée de données
6	Remise à zéro heure
7	Mode jour
8	Etat
9	Avance minutes
10	Avance heures

Fig. 13. – Positions et appellation des touches du clavier

che de vernis (marque identique aux lettres) ; attention ! le vernis pour circuit imprimé ne convient absolument pas pour ces opérations tandis que le « 101 Protective Coating » de Letraset est celui qui nous a donné le plus satisfaction ; les éventuelles « coulures » disparaissant comme par miracle lors du séchage. La figure 13 précise le repérage des touches et leur appellation (traduction de l'anglais qui ne reflète d'ailleurs pas toujours très bien toutes les fonctions de celles-ci).

La face arrièrère, visible seulement en photo, supporte un passe-fils secteur, les 4 jacks de 3,5 mm de raccordement aux boîtiers relais et l'interrupteur des batteries.

Le câblage

Il est relativement dense mais, à condition d'être méthodique, cela ne doit poser aucun problème.

Montez, en premier lieu, le CI principal en fond de boîtier mais ni le transfo, ni les batteries ; ceux-ci seront reliés au CI, de l'extérieur du boîtier, par de longs fils souples. Attention ! pendant toutes les opérations de câblage et d'essais débranchez les batteries (sauf indication contraire).

Batteries débranchées, appliquez le secteur et vérifiez que vous avez à peu près 15 V sur « alim. relais » et entre 8 V et 9,5 V en sortie de IC_1 ; retouchez éventuellement la 270 Ω de IC_1 pour amener cette tension dans cette plage ; vérifiez aussi que le relais soit collé et que cette tension de sortie de IC_1 se retrouve bien sur le 220 µF.

Branchez les batteries avec en série, dans celles-ci, un milliampèremètre qui ne doit pas indiquer plus de 50 mA sinon revoyez les composants autour de T_1 et T_2 (si le milli indique moins, c'est normal cela signifie que vos batteries sont déjà un peu chargées). Enlevez le milliampèremètre, laissez les batteries en place et coupez le secteur ; le relais doit décoller immédiatement et la tension des batteries diminué

N° touche	Nom de la touche	Horloge	Entrée des données	Mode jour
1	Manuel	Force la sortie 1 à l'état actif jusqu'au prochain point d'arrêt	Transfère les connées en sortie	
2	Maintien d'état	Démonstration en avance rapide 1 heure par seconde.	Maintien d'une sortie à l'état actif	
3	8 jours	Cycles de 8 jours au lieu de 7.	Idem	Idem
4	50 Hz	50 Hz comme horloge	Idem	Idem
6	RAZ heure	Mise à zéro de l'heure sans action sur les points d'arrêt	Avance l'affichage du point d'arrêt suivant	
7	Mode jour	Place le timer en mode jour		Place le timer en horloge
8	Etat	–	Passe d'une sortie à la suivante	Change les jours valides en invalides et vice-versa
9	Avance minutes	Avance l'affichage des minutes	Idem	–
10	Avance heures	Avance l'affichage des heures	Idem	Avance l'affichage des jours

Fig. 14. – Résumé des fonctions des touches selon le mode dans lequel se trouve le timer (voir texte).

de 0,6 V (seuil de D_4) doit se retrouver sur le 220 μF.

Débranchez le secteur et les batteries, mettez en place le MM 5369 et placez un voltmètre continu en gamme 10 V sur la patte 5 du support du STAC (qui n'est toujours pas mis en place pour l'instant). Mettez le secteur. Si le quartz oscille, vous devez lire à peu près 5 V sur le voltmètre. Si celui-ci est très près de 0 V ou très près de 9 V cela indique que le quartz n'oscille pas ou que le MM 5369 ne fonctionne pas. Si vous disposez d'un oscilloscope, l'indication sera meilleure, vous devez voir sur cette patte S des signaux carrés à 50 Hz d'amplitude de 0 à V_{CC}.

Si vous avez un fréquencemètre numérique précis, ajustez le 3/30 pF pour lire exactement 60 Hz ; sinon laissez-le à mi-course ou à une position pour laquelle le quartz oscille.

Vous pouvez alors couper le secteur et passer au câblage complet ; deux cas peuvent se présenter selon la taille du support de votre STAC :

– Celui-ci est assez plat pour que, tous les CI étant en place, vous puissiez glisser le STAC dans son support par l'avant du boîtier ; auquel cas effectuez le câblage normalement sans que le STAC soit dans son support.

Heure	Sortie 1	Sortie 2	Sortie 3	Sortie 4
2 h 00	Active	Active	Active	Active
2 h 05	Active	Inactive	Inactive	Active
3 h 01	Active	Inactive	Inactive	Inactive
4 h 00	Inactive	Active	Inactive	Active

Fig. 15. – Table de vérité de l'exemple de programmation.

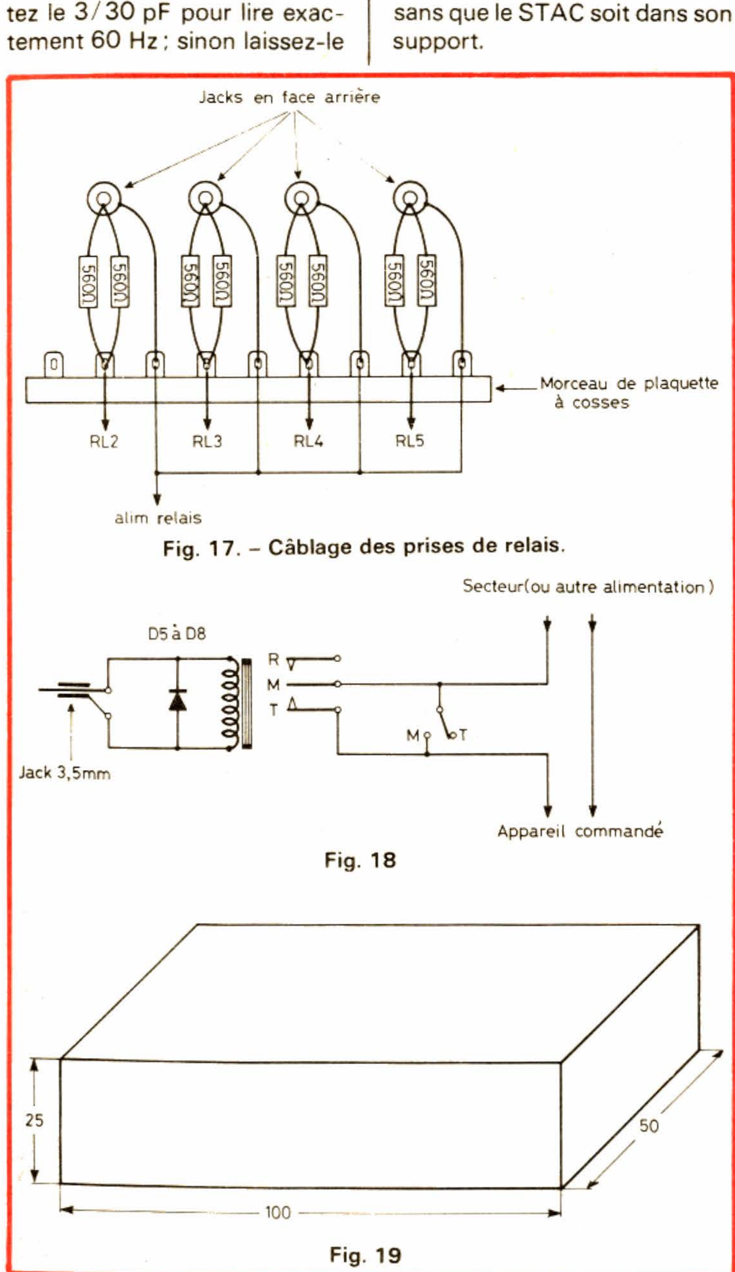


Fig. 17. – Câblage des prises de relais.

Fig. 18

Fig. 19

N°	touche	Affichage	Commentaires
	–	0000	Mise sous tension
	5	0000	MOise en mode données
	10	0100	
	10	0200	
	8	0.200	Sortie 1 active à 2 h 00
	2	0.200	Maintien de 1 à l'état actif
	8	0.2.00	Sortie 2 active à 2 h 00
	2	0.2.00	Maintien de 2 à l'état actif
	8	0.2.0.0	Sortie 3 active à 2 h 00
	2	0.2.0.0	Maintien de 3 à l'état actif
	8	0.2.0.0.	Sortie 4 active à 2 h 00
	6	0000	Passage au point d'arrêt suivant
	10	0100	
	10	0200	
	5 x 9	0205	On passe 5 fois la touche 9
	8	0.205	Sortie 1 active à 2 h 05
	2	0.205	Maintien de 1 à l'état actif
	8	0.2.05	Sortie 2 active à 2 h 05
	8	0.20.5	Sortie 3 activeà 2 h 05 (2 désactivée)
	8	0.205.	Sortie 4 active à 2 h 05 (3 désactivée)
	6	0000	Passage au point d'arrêt suivant
	10	0100	
	10	0200	
	10	0300	
	9	0301	
	8	0.301	Sortie 1 active à 3 h 01
	2	0.301	Maintien de 1 à l'état actif
	6	0000	Passage au point d'arrêt suivant
	4 x 10	0400	On passe 4 fois la touche 10
	8	0.400	Sortie 1 active à 4 h 00
	8	04.00	Sortie 2 active à 4 h 00 (1 désactivée)
	2	04.00	Maintien de 2 à l'état actif
	8	04.0.0	Sortie 3 active à 4 h 00
	8	04.00.	Sortie 4 active à 4 h 00 (3 désactivée)
	5	0000	Remise en mode horloge
	7	1 1	Mode jour, jour 1 valide
	10	2 1	Jour 2 valide
	10	3 1	Jour 3 valide
	10	4 1	Jour 4 valide
	10	5 1	Jour 5 valide
	10	6 1	Jour 6 valide
	8	6 0	Jour 6 invalide
	10	7 1	Jour 7 valide
	8	7 0	Jour 7 invalide
	10	1 1	Remise au 1er jour du cycle
	7	9999	Remise en horloge
(2)		XXXX	Essai très rapide du programme (maintenir le doigt sur la touche, relâcher pour arrêter)
	10	0100	Mise à l'heure du jour et départ

Fig. 16. – Exemple de programmation du timer (voir texte).

– Celui-ci est trop haut pour que vous puissiez glisser le STAC dedans par l'avant du boîtier ; dans ce cas, mettez le STAC en place dès maintenant mais lorsque vous souderez sur les picots de sortie reliés au STAC il sera prudent de ne pas trop chauffer et de débrancher le fer du secteur si vous n'êtes pas sûr de l'isolement de celui-ci.

Hormis ces remarques le câblage est très simple ; il suffit de relier les picots du CI du clavier aux picots de même nom du CI principal en s'aidant éventuellement du schéma général (fig. 11, mois dernier) mais surtout en utilisant les figures 2 et 9 sur lesquelles les appellations des diverses liaisons sont identiques.

Vérifiez ce câblage plusieurs fois, une erreur pouvant être fatale au STAC. Si vous utilisez le CI à amplificateur de segments, n'oubliez pas de raccorder le + V_{CC} de ce CI (situé à l'arrière entre les LED et les afficheurs) au + V_{CC} du CI principal.

Le transfo et les batteries resteront à l'extérieur tant que les essais de fonctionnement n'auront pas été concluants.

Sortie secteur
25
15
19
55
Inter Normal/timer
10
DESSUS
25
30
19
entrée secteur
diode
Relais
collé à l'araldite
10
25
passe fils pour le câble de commande du relais
FOND

Fig. 20

Mise en service et mode d'emploi

Lorsque vous êtes sûr de vous, mettez sous tension. Les afficheurs doivent indiquer 0000 et les LED 1, 2, 3, 4 doivent être éteintes ; la LED secteur (stie de IC_1) étant allumée. Si ce n'est pas le cas, vérifiez soigneusement votre câblage (Alimentation directe) et si vous êtes absolument certain qu'il n'y a aucune erreur augmentez la capacité de 0,1 µF aboutissant à la patte 11 du STAC ; en effet, c'est là que se fait le « reset » automatique à la mise sous tension et la constante de temps présente sur cette patte doit donc être supérieure au temps de montée en tension de votre alimentation ; nous avons calculé les composans et vérifié le montage pour que ce soit le cas mais on ne sait jamais la tolérance d'un chimique étant de + 100 % ; si votre 680 µF fait 1 200 µF il peut ralentir suffisamment la montée de l'alimentation.

Lorsque votre afficheur indique 0000 actionnez la touche 9, une courte pression fait avancer les minutes de une unité et une pression maintenue les fait défiler ; de même pour les heures (touche 10). N'actionnez jamais 2 touches en même temps, l'effet est assez curieux !

Amenez votre timer à l'heure et laissez le fonctionner un moment en vérifiant qu'il n'y a aucun échauffement anormal (IC_1 doit cependant chauffer de façon importante c'est normal, s'il chauffait trop sa protection agirait et il annulerait la tension de sortie ; le remède serait alors d'agrandir son radiateur).

La lecture du mode d'emploi qui va suivre et de l'exemple de programmation devraient vous permettre de tirer parti de toutes les fonctions de ce montage.

Avant d'étudier la fonction des touches il faut réaliser que :

– Le montage dispose de 4 « points d'arrêt » pour lesquels on peut définir quelle sortie sera active et quelle sortie ne le sera pas.

– Le montage est programmable sur des cycles de 7 (ou 8) jours et on peut définir les jours qui seront actifs et ceux qui ne le seront pas.

– Le montage étant programmable il peut être placé dans 3 modes de fonctionnement ; le mode baptisé « horloge » qui est l'état normal de fonctionnement, les afficheurs indiquent l'heure et les sorties sont commandées compte tenu du programme établi ; le mode « entrée de données » qui est le mode de programmation des points d'arrêt ; le mode « jour » qui est celui de programmation des jour actifs ou inactifs.

– Selon le mode de fonctionnement, l'affectation de certaines touches change comme indiqué sur le tableau de la figure 14.

La touche 1, en mode horloge, fait passer la sortie 1 à l'état actif et les autres à l'état inactif et ce jusqu'au point d'arrêt suivant. En mode données elle transfère le contenu des mémoires du STAC en sortie ce qui est matérialisé par l'allumage des LED correspondant aux sorties qui doivent être actives pour le point d'arrêt considéré.

– La touche 5 : en mode horloge place le timer en entrée de données et en mode données replace le timer en horloge.

– La touche 6 : en mode horloge remet l'heure à zéro, tous les jours à l'état actif, mais n'agit pas sur les points d'arrêt ; en mode données elle fait avancer l'affichage au point d'arrêt suivant ; une parenthèse doit être ouverte à ce sujet : en mode données l'affichage indique un des 4 points d'arrêts ; l'heure affichée étant l'heure du point d'arrêt (0000 à la mise sous tension) et les points décimaux allumés indiquant les sorties actives à ce point d'arrêt. La pression sur la touche 6 fait défiler « en rond » ces 4 points d'arrêt.

– La touche 8 : en mode donées, contrôle l'avancement des points décimaux et donc la



Photo H. – La face arrière supporte les 4 jacks et l'interrupteur des batteries.

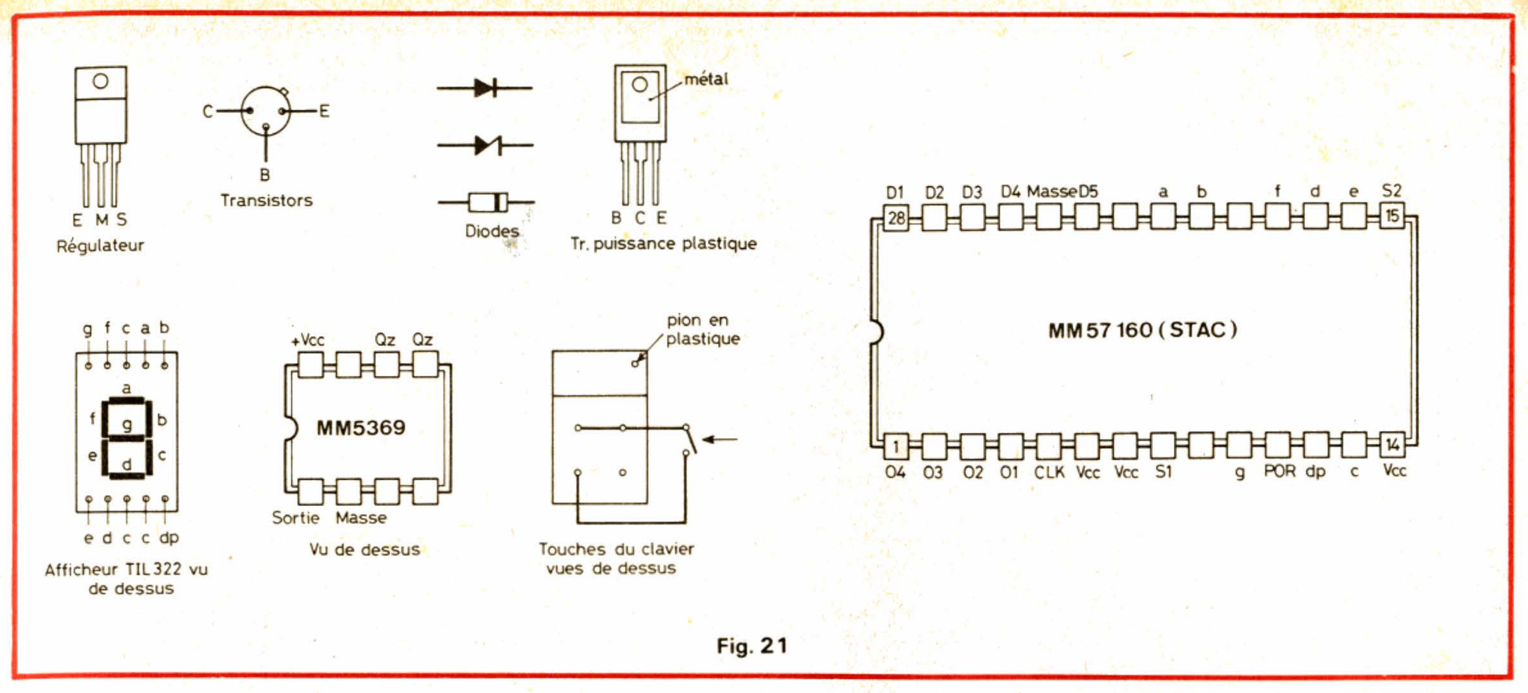


Fig. 21

commande d'activation d'une sortie ou non ; chaque pression sur cette touche éteint le point décimal allumé et allume le suivant ; l'action est circulaire sur les 4 points décimaux. En mode jour, elle change les jours actifs en inactifs et vice-versa.

– La touche 2 : en mode horloge, fait avancer les heures à la vitesse des secondes afin de vérifier le déroulement normal d'un programme ; en mode données elle commande le maintien d'un point décimal allumé ; ainsi, par exemple, si pour un point d'arrêt on souhaite 1 actif ; 2 inactif ; 3 inactif ; 4 actif on fera ; 5 (mise en mode données) ; 8 (allumage point décimal 1), 2 (maintien point décimal 1), 2 (allumage p.d. 2), 8 (allumage 3, extinction 2), 8 (allumage 4, extinction 3), 2 (maintien 4), 5 (retour en horloge).

– La touche 3 place le timer en mode 8 jours au lieu de 7 ; cependant celle-ci doit être maintenue pour que cela soit réalisé ; nous n'avons donc pas retenu cette possibilité d'autant plus que si l'on maintient cette touche enclenchée il faut prévoir une diode en série entre la patte 27 du STAC et cette touche (cathode côté STAC).

– La touche 4 indique que l'horloge est à 50 Hz ce qui n'est jamais le cas ici ; les mêmes remarques que ci-dessus sont valables (pour la patte 26).

– La touche 7 : en mode horloge, place le timer en mode jour ; en mode jour, repasse le timer en horloge.

– La touche 9 : en mode horloge et données avance les minutes (action momentanée, ou maintenue pour avance automatique) sans action sur les heures.

– La touche 10 : en mode horloge et données avance les heures (même remarque que pour la touche 9) ; en mode jour elle avance les jours.

Ce mode d'emploi est issu de la notice du STAC et est considérablement étoffé par rapport à ce qu'indique National Semiconductor ; cependant, nous avons quelques inquiétudes quant à son interprétation aussi, allons-nous vous proposer un exemple de programmation.

Exemple de programmation

Il se présente sous forme du grand tableau de la figure 15 qui indique les touches à commander et le résultat sur l'affichage ; cependant, il doit être complété des commentaires suivants :

Nous supposons être lundi à 1 heure (du matin pour diminuer le nombre de pressions sur les touches et la longueur du tableau !) et nous voulons que :

– la sortie 1 soit active de 2 heures à 4 heures chaque jour valide ;

– la sortie 2 devienne inactive à 2 heures 05 et redevienne active à 4 heures chaque jour valide ;

– la sortie 3 soit active de 2 heures à 2 heures 05 ;

– la sortie 4 soit active à 4 heures et devienne inactive à 3 heures 01 ;

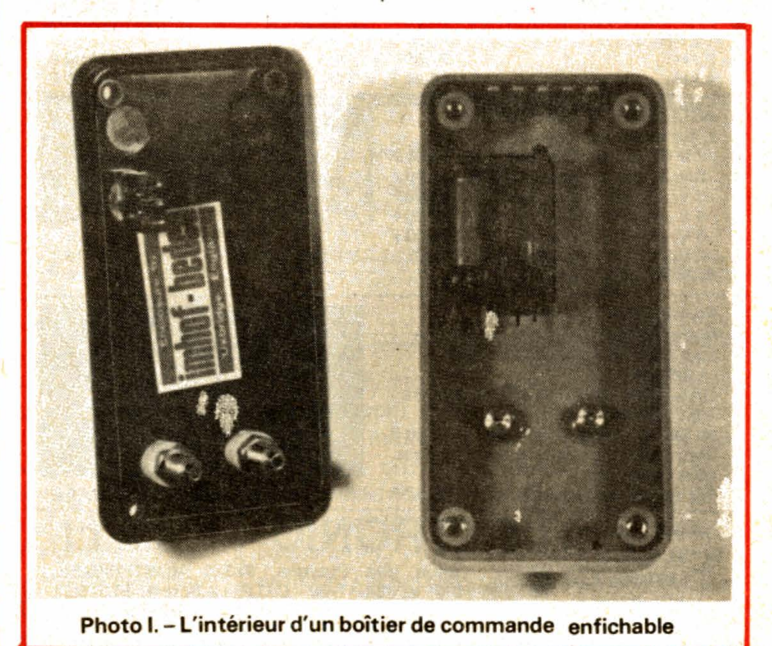
– les jours non valides sont samedi et dimanche.

A partir de ces données on commence par construire la table de vérité visible figure 15 qui indique les 4 points d'arrêt puis la programmation en découle comme l'indique le tableau de la figure 16.

Nous vous conseillons d'essayer ce petit programme et d'en changer les paramètres. C'est le meilleur moyen d'acquérir la maîtrise parfaite des fonctions du timer.

Encore un peu de mécanique

Les fonctions du timer étant vues et essayées, il vous reste à mettre le transfo et les batteries dans le boîtier. Celles-ci seront fixées rigidement afin qu'elles ne puissent aller faire des ravages. Ensuite il faut câbler l'inter marche/arrêt situé en face cuivrée ainsi que


Photo I. – L'intérieur d'un boîtier de commande enfichable

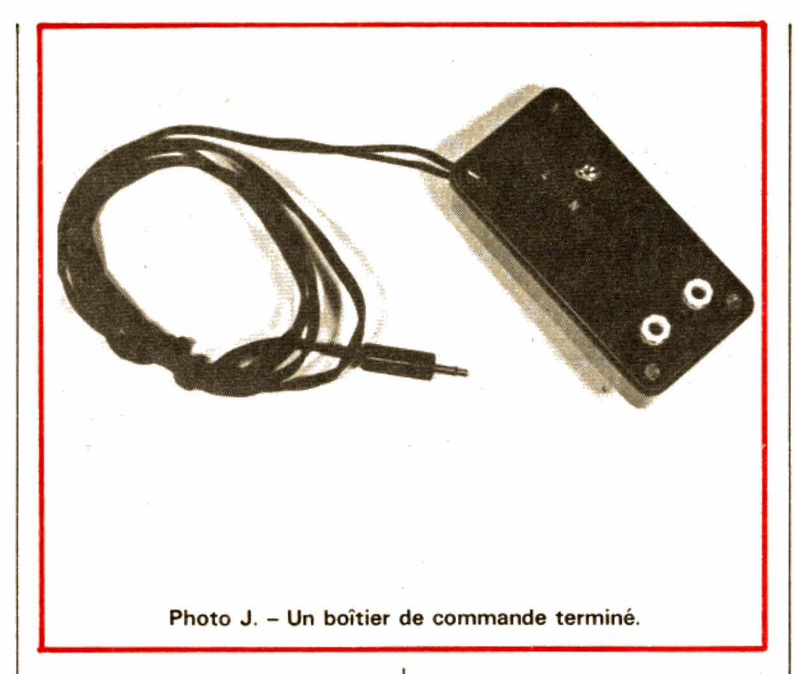


Photo J. – Un boîtier de commande terminé.

les 4 prises jack des boîtiers de commande ; les résistances de 270 Ω 1 W ne trouvant pas leur place sur le CI principal ; elles sont montées comme l'indique la figure 17 sur un morceau de plaquette à cosses (nous avons, ici encore, utilisé des 560 Ω 1/2 W en parallèle).

La dernière étape enfin consiste à réaliser les boîtiers de commande enfichables dans des prises secteur ; leur schéma interne est indiqué figure 18. Il faut prendre soin de ne pas omettre la diode de protection du relais et il faut faire très attention lors du câblage des jacks ; l'anode de la diode doit aboutir côté résistances et la cathode côté « alim. relais ».

L'interrupteur M/T permet de court-circuiter le relais et de rendre ainsi l'appareil alimenté indépendant du timer sans avoir à débrancher le boîtier de commande.

Les cotes du boîtier et les plans de perçage sont indiqués figures 19 et 20. Il faut faire attention aux points suivants :
– bien veiller à l'écartement des douilles banane pour que celles-ci s'enfichent dans une prise de courant sans problème ;
– assurez-vous que le câblage soit parfaitement rigide et que le relais ne puisse se déplacer en effet si, par accident, le secteur venait en contact du circuit basse tension du timer (donc en contact avec un fil de la bobine du relais) ce serait la destruction totale de celui-ci et il y aurait, de plus, danger d'électrocution pour toute personne manipulant le boîtier du timer à ce moment là.

Le fonctionnement doit être immédiat ; si la LED correspondant au relais essayé est allumé ; celui-ci doit être collé ; un mauvais fonctionnement ne peut provenir que d'une diode aux bornes de la bobine à l'envers ou éventuellement d'un des transistors T_7 à T_{10}.

Conclusion

Lorsque vous l'aurez réalisé et manipé pendant quelque temps vous vous rendrez compte que l'utilisation de ce montage est extrêmement agréable et peut rendre de grands services. Son prix de revient assez bas et sa simplicité de réalisation devraient vaincre les dernières hésitations, d'autant plus que, dans quelque temps, nous allons décrire un système de télécommande d'appareils au moyen des fils du secteur ce qui éliminera les boîtiers de commande et surtout les fils reliant ceux-ci au timer.

C. TAVERNIER

L'AMPLIFICATEUR ONKYO A7070

LA TECHNIQUE « SUPER SERVO »



CETTE étude sur l'amplificateur Onkyo est le prétexte pour présenter une nouvelle forme d'amplification audio. Les constructeurs ne chôment pas et se font une concurrence effrénée afin de trouver des qualificatifs parfois commerciaux pour mieux vendre leurs amplificateurs. Le constructeur Onkyo, dont nous avions présenté il y a déjà quelques années la technique des tuners « Quartz Lock », dans laquelle l'oscillateur local est commandé en fréquence de façon à ce que la fréquence intermédiaire soit exactement de 10,7 MHz, ces 10,7 MHz étant fournis par une référence à quartz.

Nous avons ici un amplificateur utilisant une nouvelle classe d'amplification dont nous présenterons les avantages, avantages annoncés par le constructeur, devons-nous préciser.

Le A 7070 est un amplificateur dont la puissance est annoncée pour deux fois 70 W sur 8 Ω. La présentation ne sort pas des canons traditionnels et les indicateurs à aiguille, très classiques, ont été remplacés par des diodes électroluminescentes qui étaleront leurs rectangles verts pour une marche normale et rouge pour les excès.

Une entrée auxiliaire, une pour le tuner, deux pour les tourne-disques, deux paires de sorties pour les enceintes acoustiques des filtres passe-haut et passe-bas, des correcteurs de timbre commutables, la possibilité de relier deux magnétophones, nous venons de faire le tour des possibilités de cet amplificateur. Dans sa gamme d'amplis Super Servo, le 7070 se classe au milieu, il est encadré d'un A7040 de 50 W et d'un 7090 de 110 W.

Le super-servo

L'amplificateur de puissance de haute fidélité a subi, dans le temps une évolution continue, évolution qui se poursuit et qui n'est pas encore terminée. Chaque fois qu'un défaut est éliminé, un autre apparaît...

Les premiers amplificateurs à transistors utilisaient un transformateur driver et un autre de sortie, ces transformateurs ont été supprimés pour être remplacés par des condensateurs qui depuis, grâce aux ali-

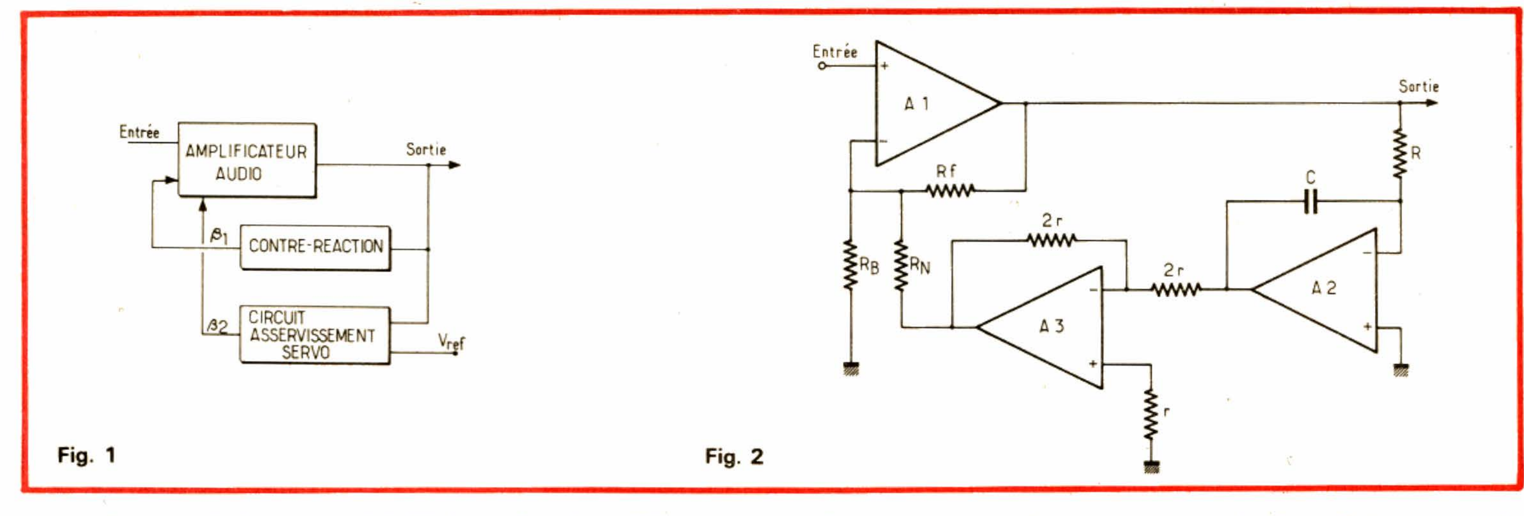


Fig. 1

Fig. 2

mentations symétriques, ont été éliminés. Restaient les condensateurs de liaison, progressivement, ils disparaissent, d'abord dans les étages de puissance puis dans les étages à faible niveau. Bien entendu, on ne peut entendre les fréquences trop basses, dues par exemple à un voilement des disques ou à un courant continu superposé à la tension audio, dans les enceintes acoustiques. Ces fréquences sont gênantes et doivent par conséquent être éliminées.

L'amplificateur à courant continu offre une courbe de réponse allant de 0 Hz (si l'on peut dire) à une fréquence très haute. L'amplificateur à courant continu ne présente aucune rotation de phase dans sa bande passante utile et se prêtera à une reproduction fidèle. L'amplificateur à courant continu se présente aussi avec un facteur d'amortissement constant pour toutes les fréquences. Il peut dériver s'il est mal étudié, cette dérive entraîne le passage d'un léger courant continu provoquant une légère distorsion du message diffusé.

L'amplificateur Super Servo de Onkyo est un amplificateur à courant continu, de l'entrée à la sortie, auquel on a ajouté une contre-réaction sous la forme d'un amplificateur opérationnel monté en intégrateur suivi d'un inverseur de phase, cet inverseur est là pour que le circuit oppose sa tension de contrôle et non ajoute ses effets à celui de la tension d'entrée, ce qui nous aurait fait un magnifique oscillateur de puissance auquel aucun haut-parleur n'aurait sans doute pu résister.

La figure 1 donne le schéma synoptique du dispositif de Onkyo. L'amplificateur utilise une structure classique que l'on pourra voir sur le schéma détaillé de l'amplificateur de puissance. Ce circuit possède une boucle de contre-réaction classique. En plus de cette boucle, une seconde boucle assure une contre-réaction dont le gain est important en continu et faible aux fréquences hautes, hautes signifiant ici de 0,3 à 2 Hz.

Le circuit de contre-réaction utilise un amplificateur opérationnel monté en intégrateur comme la figure 2 le montre. La première constante de temps est déterminée par R et C, la seconde, gain en continu du circuit par les résistances du circuit de contre-réaction et le gain du premier amplificateur opérationnel, A2 (il n'y a aucune résistance en parallèle sur le condensateur d'intégration).

Comme le circuit de contre-réaction présente un gain important aux fréquences hautes, le taux de contre-réaction sera très élevé aux fréquences basses et nous aurons une réduction du gain. L'amplificateur de puissance sera toujours capable de passer le courant continu mais avec un faible gain.

La réalisation d'un amplificateur utilisant cette technique, permet d'éviter aux signaux, la traversée de condensateurs. Le circuit de contre-réaction continue à grand gain, réduit l'impédance interne aux fréquences basses et permet d'assurer un facteur d'amortissement élevé pour les fréquences les plus basses. La tension continue de sortie reste nulle, quelles que soient les conditions de fonctionnement.

Cette conception à courant continu et asservissement de l'amplificateur de puissance n'empêche pas le constructeur d'insérer des condensateurs de liaison en divers points du schéma et en particulier, dès l'entrée de la section de puissance.

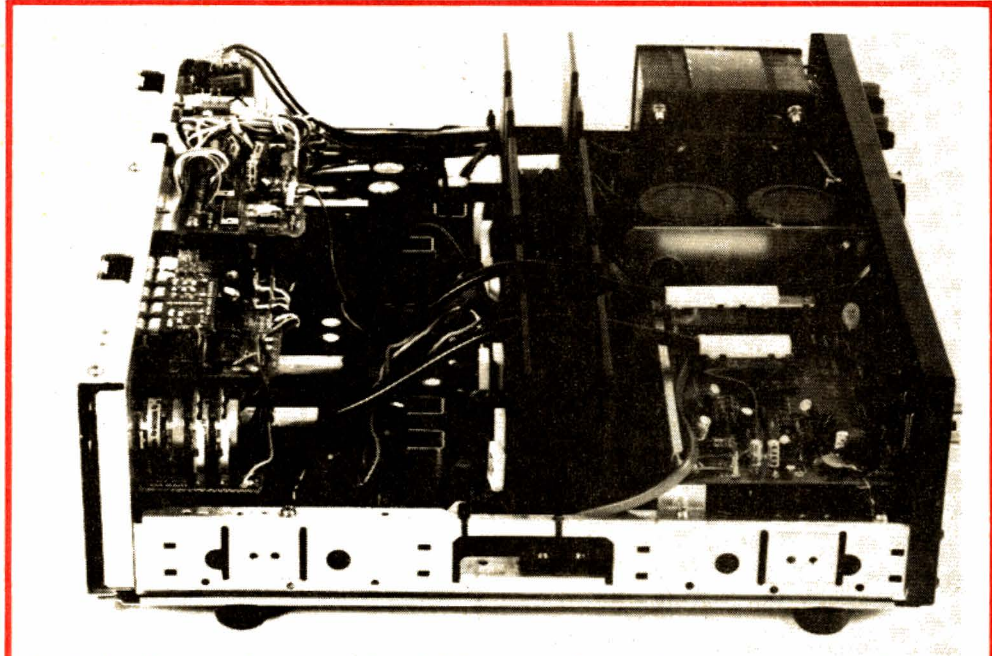


Photo A. – Au centre les ailettes de refroidissement. A noter : les commutateurs à glissière et souple.

L'ampli de puissance

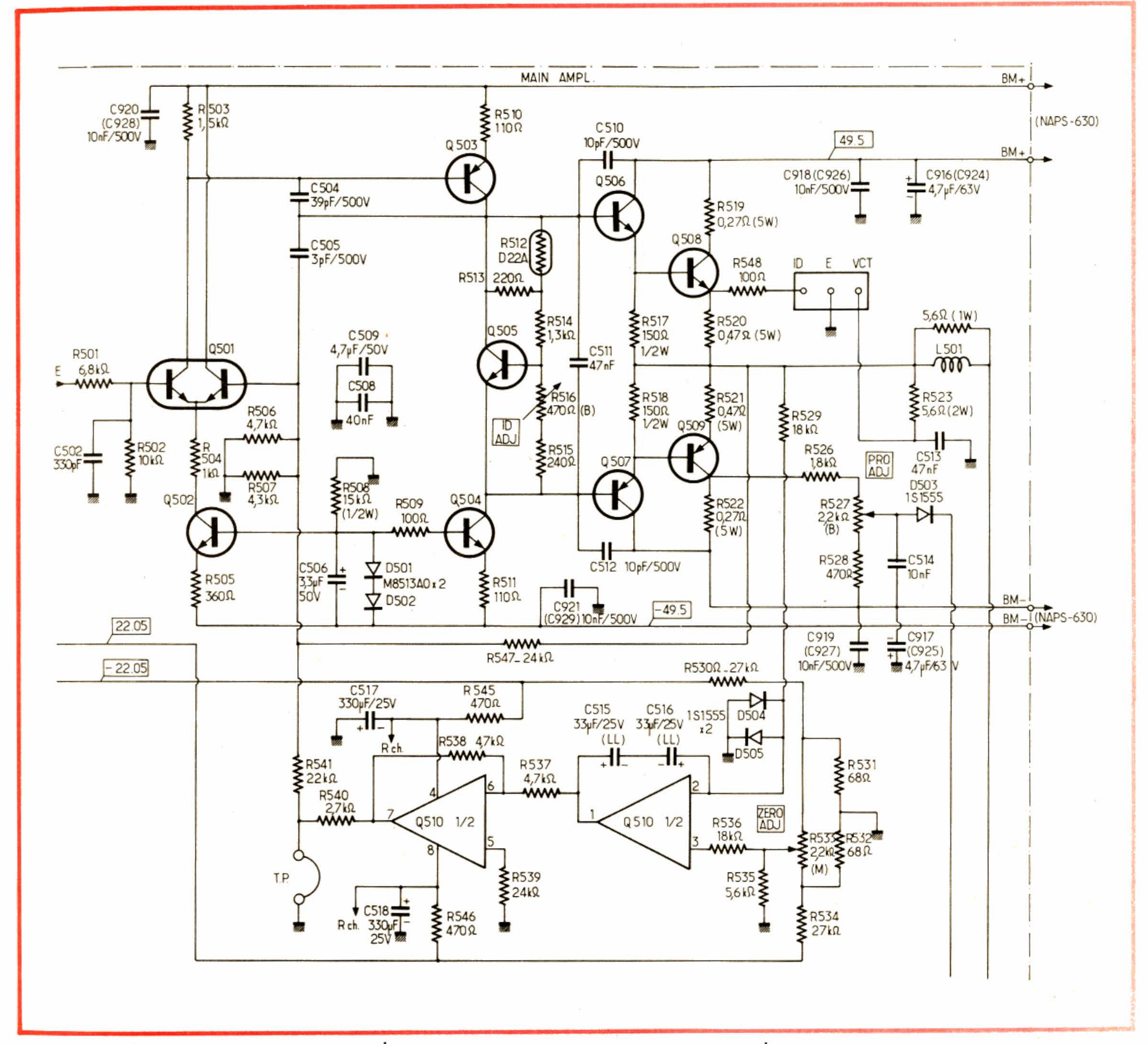
Le premier étage est différentiel, il utilise un transistor double.

Q_{502} est monté en générateur de courant, une tension de référence étant fournie par les deux diodes D_{501} et D_{502}.

Q_{504}, transistor d'alimentation des drivers est également une source de courant constant, utilisant la même référence que Q_{502}.

Q_{503} assure la commande des drivers.

Q_{505} assure la stabilisation thermique du point de repos en association avec la thermistance R_{512}. Les transistors de puissance sont de type complémentaires.



Le courant des transistors est mesuré et transmis par la diode D_{503}, si le courant est trop fort, un circuit de sécurité entre en service. La tension de sortie de l'amplificateur arrive sur l'entrée inverseuse du circuit intégré Q_{510} monté en intégrateur. Deux condensateurs chimiques à faibles fuites sont montés tête-bêche pour constituer un condensateur non polarisé. Une erreur s'est sans doute glissée dans le schéma car un cavalier met à la masse la sortie du second amplificateur opérationnel. Les deux diodes D_{504} et D_{505} limitent symétriquement de préférence la tension admise à l'entrée de l'intégrateur. Le point de repos de l'amplificateur est ajusté par R_{533}. Rappelons que, dans un amplificateur opérationnel, les deux entrées sont sensiblement au même potentiel. Les diodes D_{504} et D_{505} ne servent donc qu'à protéger l'entrée du CI au moment de la mise sous tension ou dans le cas d'une panne.

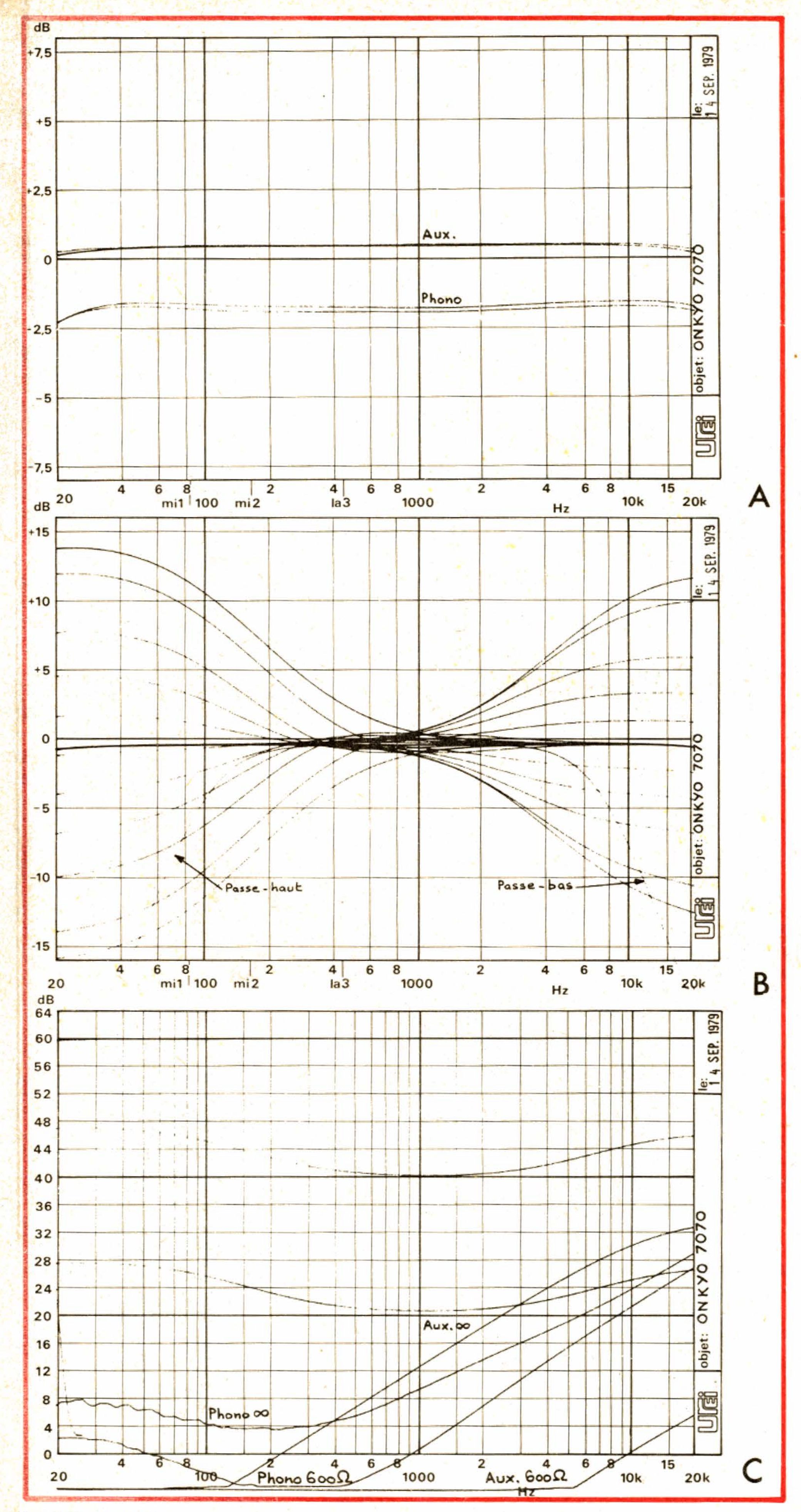
Autres particularités de cet amplificateur

Les préamplificateurs RIAA sont à circuits intégrés, ces mêmes circuits sont utilisés pour le correcteur de timbre. Les filtres passe-haut et bas sont des filtres actifs du second ordre, l'étage amplificateur utilise un transistor à effet de champ à la place du transistor monté habituellement en collecteur commun.

Les indicateurs de puissance utilisent des circuits intégrés à cinq comparateurs, comme il y a huit diodes à commander, deux de ces circuits sont mis en cascade. Les circuits de commande sont d'origine japonaise.

Construction

Les radiateurs dissipant la puissance des tansistors sont installés en plein milieu de l'appareil, ils constituent un écran entre les circuits d'entrée et ceux de commande. Les commutateurs d'entrée sont installés sur un circuit imprimé placé à proximité des prises, la liaison entre les commandes de façade et les commutateurs (avec conversion rotative/linéaire) est confiée à une transmission souple, lame d'acier dans un fourreau de matière plastique plat.



Les interconnexions sont assurées par des connexions enroulées. Notons la présence de condensateurs chimiques de 21000 μF, pourquoi pas 22000 ?

Les circuits imprimés de stratifié bakélite sont sérigraphiés.

La qualité de la finition est irréprochable, les boutons de cet ampli sont sablés, anodisés, une finition au diamant, les garnit d'un filet brillant au poli miroir...

Mesures

La puissance de sortie mesurée sur 4 Ω, les deux canaux en service et à 1 kHz, est de 108 W, sur 8 Ω, elle descend à 81,2 W. Avec une seule voie en service, nous avons mesuré, pour des deux impédances de charge 129 W et 91 W.

Le taux de distorsion mesuré sur une résistance de charge de 8 Ω est inférieur à 0,02 % pour chaque fréquence de mesure : 40,1000 et 10 000 Hz. Sur 4 Ω, toujours à pleine puissance, le taux de distorsion remonte pour atteindre 0,06 à 0,07 %.

Le taux de distorsion par intermodulation (mesure SMPTE) est de 0,06 % sur 4 Ω et de 0,03 % sur 8 Ω.

La sensibilité de l'entrée phono est de 2,15 mV, la tension de saturation est de 215 mV, une valeur tout à fait confortable. Le rapport signal/bruit de cette entrée est de 76 dB sans pondération, c'est excellent.

La sensibilité de l'entrée auxiliaire est de 130 mV. La tension de saturation est supérieure à 3 V et le rapport signal sur bruit, est de 95 dB.

Les courbes montrent un bon comportement général de l'amplificateur, les courbes de réponse des entrées phono sont tout à fait linéaire et la progression des plots des commandes de timbre est régulière. On notera aussi l'excellente efficacité des filtres de grave et d'aigu.

Donc en résumé d'excellentes performances.

Conclusions

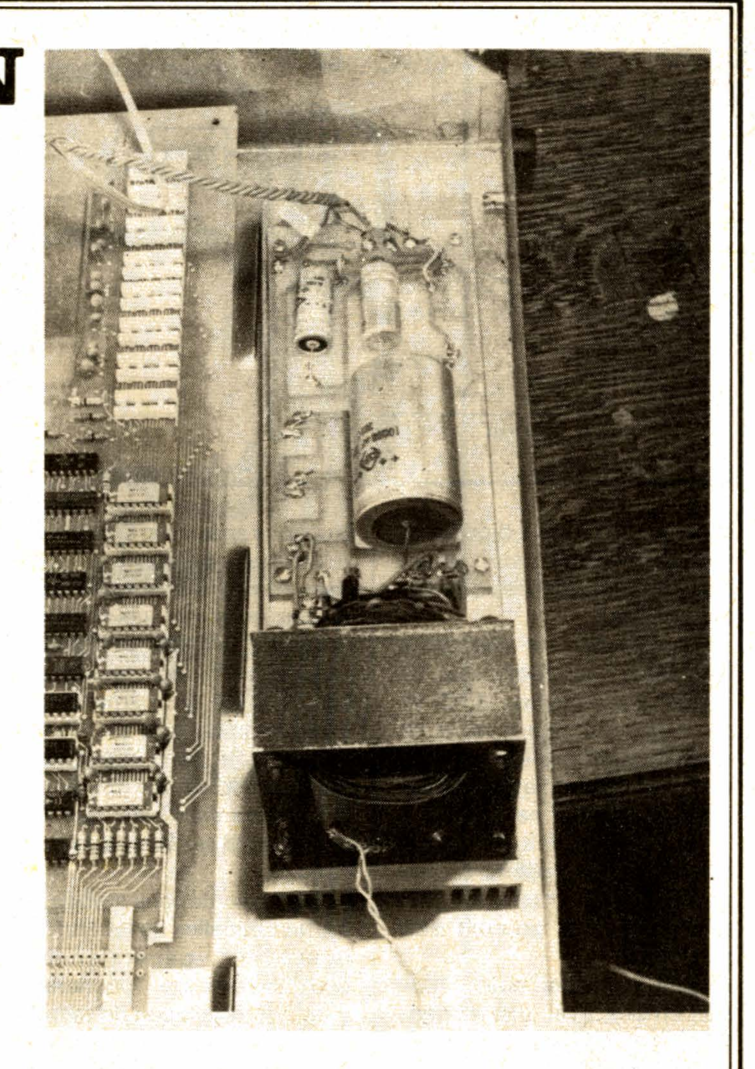
La technique « Super Servo » constitue-t-elle le fin du fin en matière d'amplification ? C'est difficile de l'affirmer. Tout ce que nous avons pu démontrer, c'est qu'en tout cas elle ne peut nuire aux performances de l'amplificateur. La technique employée est astucieuse et se situe dans la ligne actuelle des recherches dans le domaine audio. Quant au qualificatif super, il vient tout simplement des services de publicité ! Les amplificateurs sont de plus en plus difficiles à vendre, sans doute.

Courbe A. - Courbe de réponse des entrées Phono et Aux.

Courbe B. - Action des correcteurs de timbre et des filtres.

Courbe C. - Courbes de correction Physiologique et de diaphonie.

ALIMENTATION UNIVERSELLE POUR



MICROPROCESSEURS ET MICROORDINATEURS

CETTE alimentation fournit + 5 V 3 A ; + 12 V 0,5 A et – 12 V 0,5 A, c'est-à-dire les principales tensions nécessaires au bon fonctionnement de n'importe quel système microprocesseur ou micro-ordinateur. Entre ces deux derniers termes il n'y a aucune différence de structure. Elle se situe au niveau de l'utilisation pour le temps réel ou pour des programmes. L'alimentation nécessaire sera la même.

Astuce pour diminuer la taille

Ainsi que le montrent les photos, il s'agit d'une alimentation qui brille par... sa taille. A côté d'autres réalisations du même genre elle occupe un volume minime. Pour ce faire, deux principes ont été utilisés :

1° Une constatation simple de technique des semi-conducteurs : la tension aux bornes d'une diode ou d'un transistor est d'autant plus petite que le courant qui traverse le dispositif est petit.

2° Une loi connue nous dit que l'on peut diminuer à souhait la valeur d'une résistance (thermique dans notre cas) par la mise en parallèle de plusieurs résistances de grande valeur.

La remarque sur la tension aux bornes donne ceci : il y a actuellement des régulateurs à trois broches qui fournissent une tension fixe à la sortie. Ils sont donnés pour un certain courant maximum. Sur la figure 1 nous avons porté la courbe $U_{min.}$ aux bornes (tension non régulée d'entrée – tension régulée de sortie) pour divers courants de charge, concernant un régulateur de la série 7805, 7809, etc. Il s'agit, très précisément de la série LM78XX de National Semiconducteur. Les résultats de la démonstration qui suit sont valables quel que soit le type de régulateur choisi.

Remarquons donc ceci :

Pour obtenir 1 A en charge, on peut utiliser soit deux régulateurs, à 500 mA en parallèle, soit un seul régulateur.

Pour **deux régulateurs,** la puissance dissipée sera de :

$P_{2\,reg.} = (500\ \text{mA} \times 1{,}5\ \text{V}) \times 2$

Pour un régulateur, elle est de $P_{1\,reg} = 1\ \text{A} \times 1{,}8\ \text{V}$.

Donc les radiateurs nécessaires, compte tenu de la

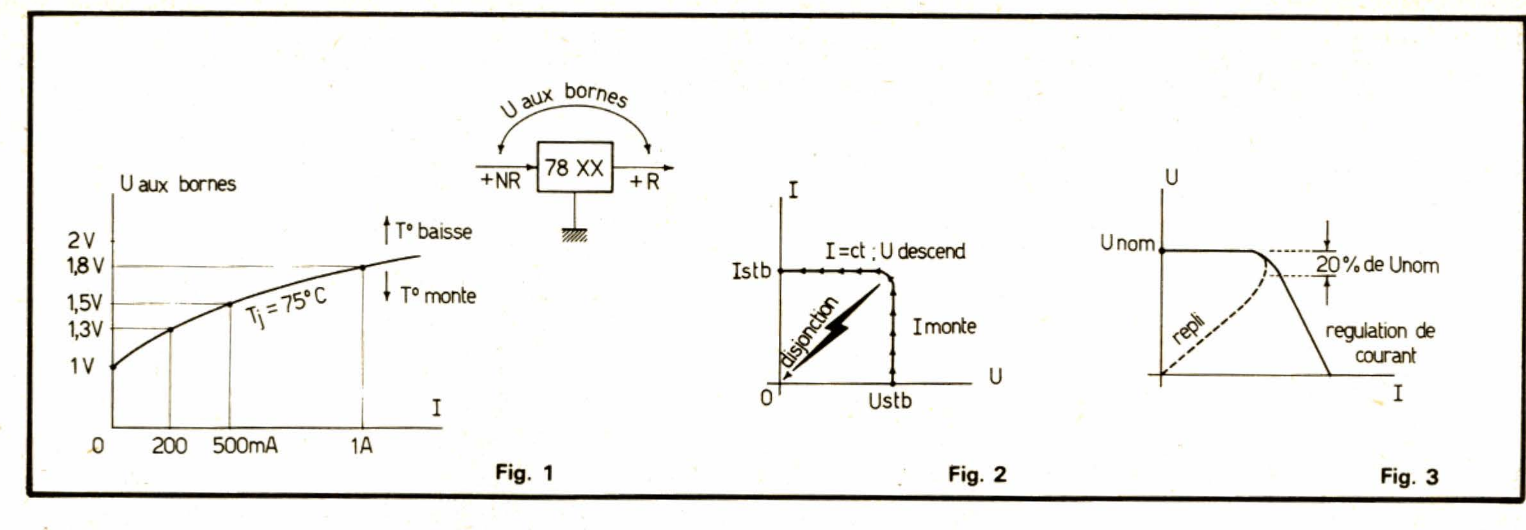


Fig. 1 Fig. 2 Fig. 3

caractéristique de « diode » de tout semi-conducteur, seront plus petits dans le cas de deux régulateurs.

D'autre part, la résistance thermique de l'échange de chaleur est d'environ 3 °C/W par régulateur. Leur mise en parallèle justifie à elle seule la diminution du radiateur nécessaire (diminution par deux !)

Tout compte fait, la chaleur émane de deux points au lieu d'un seul, le radiateur est mieux utilisé et pourrait être plus petit.

Voilà pourquoi nous sommes arrivés, avec une alimentation à balast, classique, aux tailles des régulateurs à découpage qui rayonnent maintes fois des transitoires de commutation.

Astuce pour la mise en parallèle de deux régulateurs

La mise en parallèle des sorties de deux alimentations stabilisées classiques n'est pas une mince affaire. Rappelons-nous la foule de câblages et de petits straps nécessaire sur les alimentations de laboratoire : relier d'une certaine façon les bornes « sensors », mettre en parallèle les sorties de puissance, utiliser éventuellement des diodes anti-retour, etc.

En règle générale, il est absolument défendu de relier en parallèle les sorties de deux alimentations dont on ne dispose pas de schémas ou d'instructions spéciales. Chaque alimentation débitera à mort dans l'autre, les protections et disjoncteurs de court-circuit entreront en jeu et l'affaire s'arrêtera là, sans tension de sortie. C'est la même chose que lorsqu'on met deux piles en parallèle sans précaution. Elles se déchargent toutes les deux entre elles sans que l'on puisse profiter du double de courant.

Les alimentations stabilisées professionnelles de laboratoire possèdent, généralement, deux modes de fonctionnement : en régulation de tension ou en régulation de courant. Leurs caractéristiques courant-tension ont l'allure de la figure 2. Par rapport à celles-ci, les alimentations munies d'un disjoncteur s'installent, après un dépassement du courant, à zéro (en pointillés sur la figure 2).

Dans une alimentation à double type de régulation (courant ou tension), lorsqu'on demande plus de courant que la valeur fixée sur le bouton marqué « courant » l'intensité restera constante, stabilisée aux variations de charge, de réseau ou température, et la tension aux bornes commencera à diminuer.

Or, un régulateur à trois broches, même s'il ne coûte qu'une dizaine de francs, est muni de deux régulations, une régulation de tension, à + 5 V, par exemple, si le régulateur porte cette valeur marquée sur son insigne, et une limitation-régulation de courant. La courbe caractéristique de sortie d'une telle alimentation est celle de la figure 3. Malgré le nom de « limitation » de courant, on voit qu'il s'agit d'une parfaite similitude avec la courbe d'une alimentation à double régulation comme celle de la figure 2.

Malheureusement, sur certains types de régulateurs à trois broches est montée une limitation de courant à repli, figurée en pointillés, sur la figure 3. Cela risque de faire baisser sensiblement la tension de sortie de la batterie des régulateurs qui seraient munis d'une telle disjonction, si le courant total demandé dépassait la somme des courants nominaux des régulateurs.

Même pour ce genre de caractéristiques, on voit qu'il y a une région, d'environ 15 à 25 % de la tension nominale, de régulation de courant effective.

On voit donc que grâce à la limitation-régulation de courant dont dispose chaque régulateur de tension à trois broches, on peut les mettre broche à broche en parallèle par deux, trois ou quatre régulateurs, pour obtenir 2, 3 ou 4 fois le courant de chacun avec des conditions de dissipation améliorées.

L'explication physique du fonctionnement de l'ensemble est la suivante :

Supposons qu'on prenne quatre régulateurs + 5 V. Même les plus mauvaises séries du catalogue sont données à 10 % de dispersion en tension nominale.

Imaginons qu'on charge l'ensemble à 2-3 fois le courant nominal d'un seul régulateur. Il va se passer ceci : le régulateur de plus forte valeur de tension de sortie débitera pour commencer son courant nominal, en bloquant les autres. Arrivé au maximum de courant, il verra sa tension de sortie chuter. Il y aura alors trois autres régulateurs qui

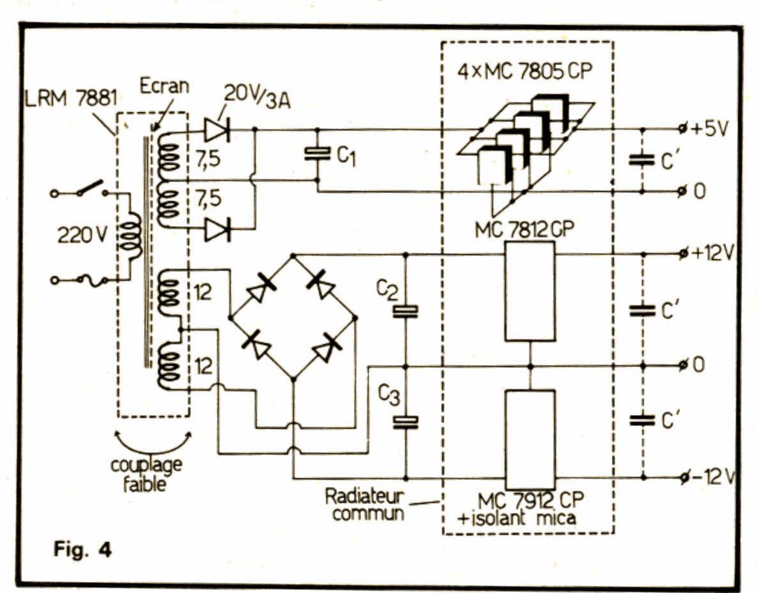


Fig. 4

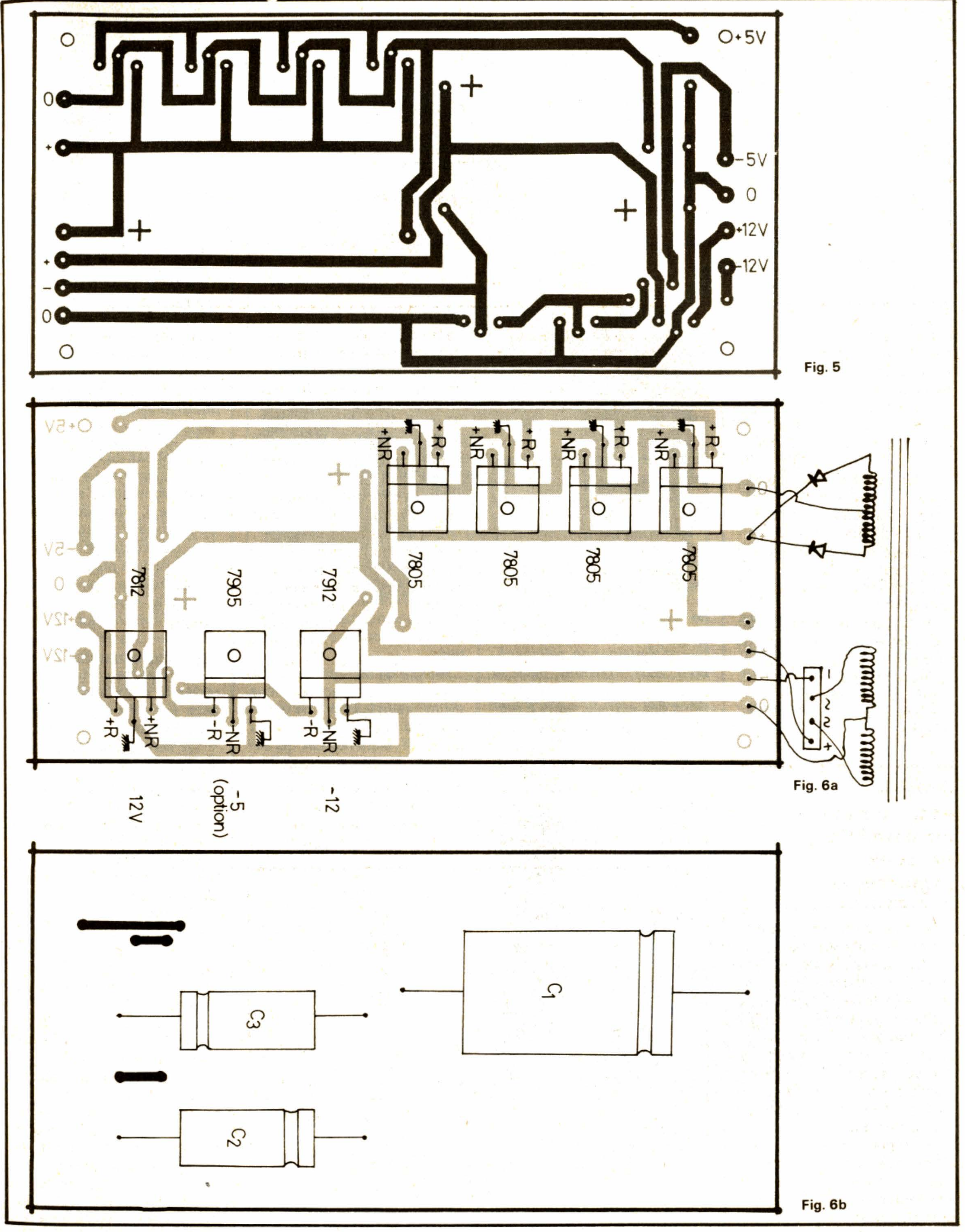


Fig. 5

Fig. 6a

Fig. 6b

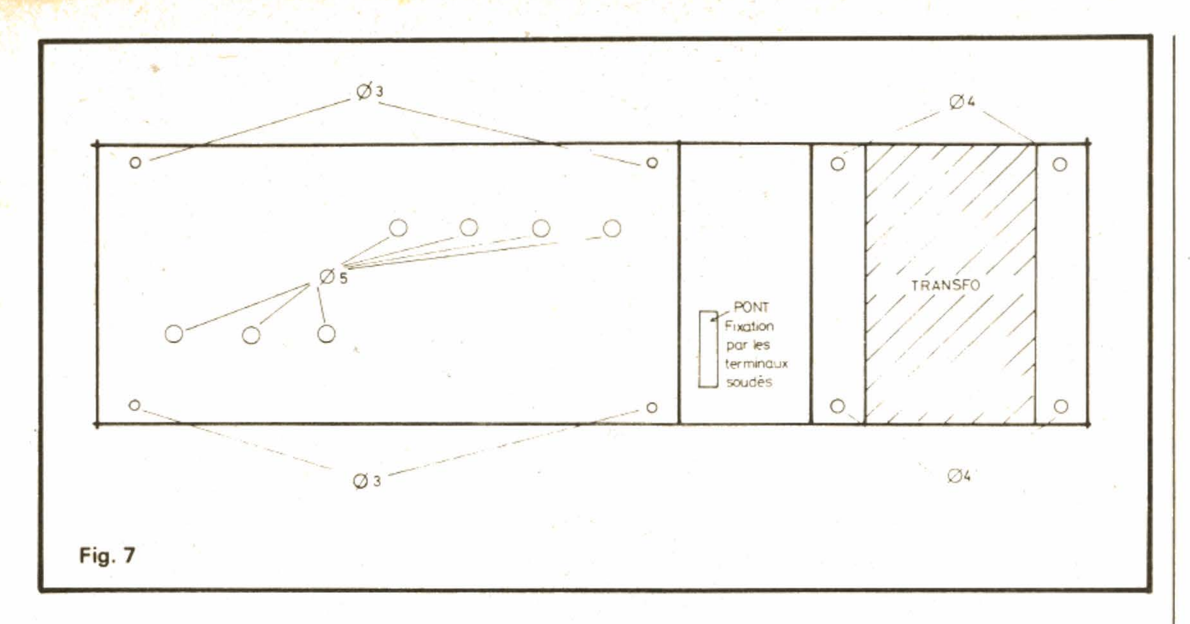


Fig. 7

commenceront à débiter dans l'ordre de leurs tensions de sortie, jusqu'à l'ouverture de toute la batterie. Les courants débités par chaque régulateur seront à 10 % près, en fonction de la similitude des caractéristiques de sortie (fig. 3), les mêmes. Les tensions aux bornes seront strictement les mêmes, par câblage.

Compte tenu du faible courant, demandé à chacun, la tension aux bornes nécessaire sera petite et le refroidissement de l'ensemble, excellent.

Dans ces conditions, nous avons conçu sur un même radiateur et à partir d'un transformateur qui fournit le stricte nécessaire en tension, des alimentations + 5 V, + 12 V et – 12 V qui occupent un minimum de place et sont parfaitement portables.

Description

Le schéma général de fonctionnement est celui de la figure 4. A part cette mise en parallèle de quelques régulateurs si savamment justifiée, il ne présente aucune particularité, si ce n'est un transformateur d'alimentation référencé, dont vous trouverez dans la liste de composants les tensions des enroulements à respecter scrupuleusement. En effet, une trop grande tension non régulée, pour des courants de 2,5 A ou plus, en charge risque de doubler tout simplement la dissipation en puissance. Si l'on a prévu, par exemple, 2 V aux bornes des régulateurs, à 600 -700 mA (pour obtenir 2,5 A de l'ensemble des quatre régulateurs + 5 V) et si la tension redressée, filtrée mais non régulée est d'environ 7-8 V, une imprécision de 20 % de la tension de l'enroulement ajoutera 2 V supplémentaires aux 2 V prévus et doublera la dissipation.

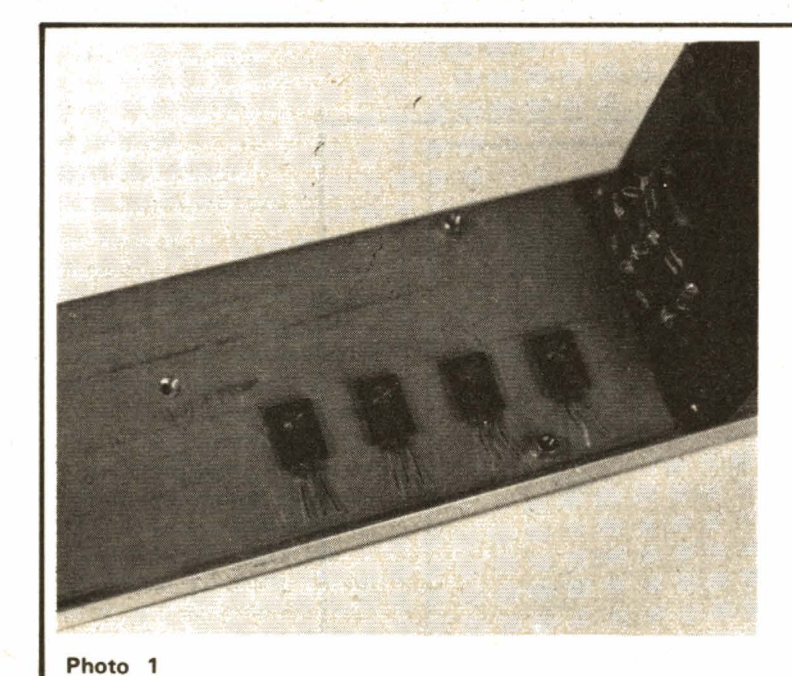
Malgré un compte très serré de la tension aux bornes, nous avons prévu les 10 % de variation de la tension-réseau 220 V et l'alimentation, qui alimente un micro-ordinateur fonctionne parfaitement vers 18 heures ou 8-9 heures du matin quand le réseau est généralement plus bas.

Les enroulements 12 V sont séparés et permettent d'avoir, au besoin, des alimentations flottantes par rapport au + 5 V.

Réalisation

Pour la réalisation, nous avons profité d'excellents conseils qui ont mené au sandwitch-circuit imprimé à composants situés du côté cuivre et régulateurs + radiateur du côté opposé que nous montre la photo 2.

Tous les composants ne se montent pas du même côté du circuit imprimé. Le mylar que nous avons utilisé est celui de la figure 5. Nous utilisons des tracés assez robustes, compte tenu des courants mis en jeu. Le cuivre de la plaque de circuit imprimé devra avoir l'épaisseur maximale. Avant de vous attaquer à l'implantation proposée par le plan des figures 6a et 6b, nous vous proposons de monter les régulateurs (tours), sur le radiateur dont le plan de perçage est celui de la figure 7 : les régulateurs positifs (+ 5, + 12) seront montés à même le radiateur, après l'avoir


Photo 1

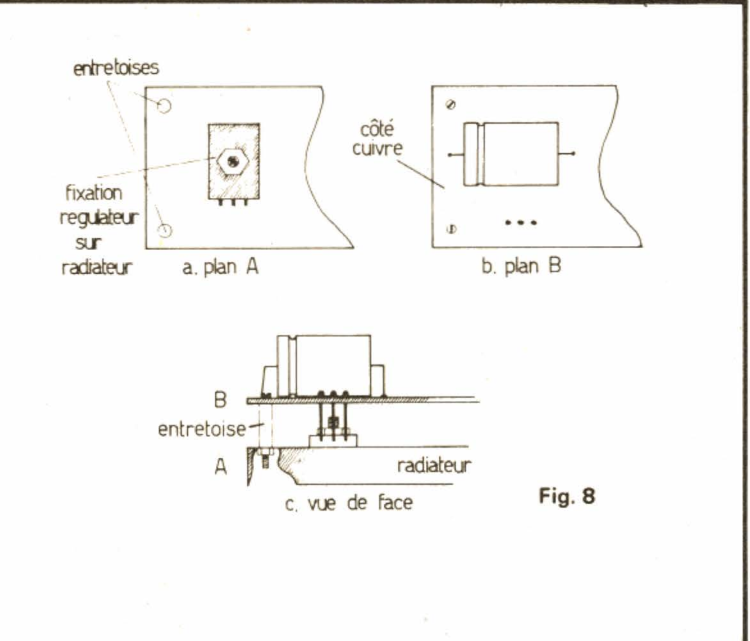


Fig. 8

enduit d'un peu de graisse silicone pour une meilleure adhérence thermique. Attention à la netteté des bords de chaque trou. Une surélévation des bords ne permettra pas de plaquer correctement les boîtiers contre le radiateur. Procéder à un alésage au besoin, photo 1. Le secret de cette alimentation, comme vous pouvez le constater, n'est pas tellement dans l'électronique, mais dans la robustesse et miniaturisation mécanique.

Le ou les régulateurs négatifs doivent être montés avec un mica isolant car leur métallisation est au moins de la tension non régulée. Malicieusement, le circuit imprimé possède **deux** emplacements pour des régulateurs négatifs, l'un pour le – 12 V, nous en avons déjà parlé et un autre pour un régulateur – 5 V éventuel. L'emplacement y est, mais, généralement on n'a pas besoin d'un tel régulateur.

Le montage devra suivre le plan de la figure 8. L'ensemble est prévu pour fonctionner avec un transformateur LRM-7881, selon la vue d'ensemble de la photo 3.

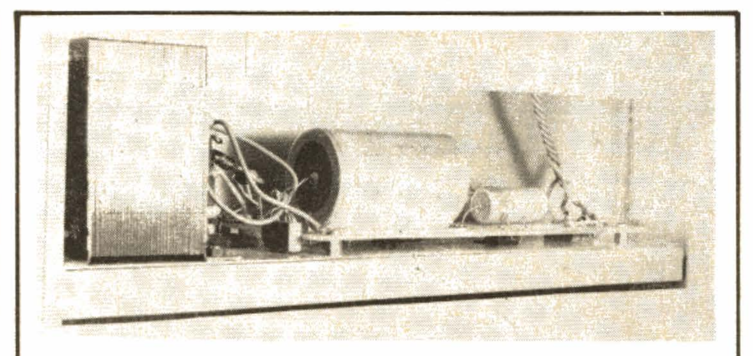


Photo 2

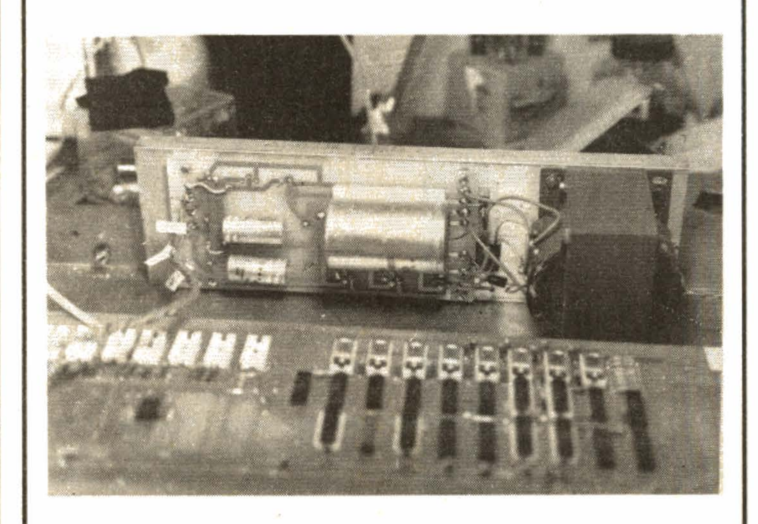


Photo 3

Mise en marche

Vous devez vous munir de deux résistances de 20 à 24 Ω/ 10 W et d'une charge de 1,75 Ω/ 15 W, pour le test des tensions ± 12 V et du + 5 V respectivement. N'oubliez pas de passer absolument par cette étape. Un micro-ordinateur contient des milliers de composants fragiles et beaucoup plus chers que deux ou trois alimentations comme la nôtre, pour s'y risquer sans l'avoir testée préalablement.

Le rôle des alimentations négatives est primordial. Elles permettent de bloquer les substrats de tous les monolythes qui composent les circuits intégrés mémoires ou unités centrales. Pour obtenir une montée plus rapide au « – » 12, le condensateur de filtrage correspondant est d'ailleurs moindre. A la mise sous tension on peut avoir la tension négative avant les tensions positives ou en simultanéité. Un retard du – 12 sur les deux autres tensions pourrait être fatal à quelque micro-ordinateur que ce soit.

Tous les circuits intégrés, du plus simple au plus compliqué sont formés d'une « croûte » de dopages, masques, etc. qui « flotte » dans un caisson semiconducteur de départ. Les technologies futures fixeront les structures sur des supports isolants (SOS-silicon ou saphire), mais pour le moment, les circuits LSI usuels sont tous des thyristors en puissance : si l'on alimente en positif, sans alimentation négative, un tel circuit, il y a de fortes chances qu'il « amorce » et au lieu de consommer 10 à 100 mA sur le + 5 V, il demandera 5 A. Le processus est non-destructif si l'on coupe immédiatement l'alimentation, pour qu'il n'y ait pas une dissipation de puissance significative. Donc, ne jamais oublier l'importance des alimentations négatives dans les circuits intégrés complexes actuels, lors de la mise sous tension quand on travaille avec des montages à plusieurs alimentations stabilisées discrètes. Ce n'est pas notre cas ! L'alimentation complète que nous vous proposons est totalement sans danger de ce point de vue. Suivez le mode de montage et testez-la avant de la brancher sur votre micro-ordinateur.

Techniques de déparasitage

La différence entre un mini ou mega ordinateur professionnel et un micro ordinateur d'amateur se trouve dans l'immunité aux parasites. Celle-ci s'obtient, bien entendu, par un circuit imprimé judicieux, muni de larges étendues de cuivre ou de fils de masse entrelacés aux fils de données, mais aussi par un transformateur et une alimentation correctement construite. A notre avis, le secret se situe dans la majorité des cas dans le transformateur : celui-ci doit présenter un faible couplage primaire-secondaire (surtout pas de transfo-toroïdal) et une grande self de fuite. Même si ceci pourrait paraître paradoxal, il suffit de penser aux qualités haute fréquence d'un transformateur toroïdal qui aidera au mieux les pics et diverses transitoires à passer au secondaire. Le nôtre est spécialement étudié de ce point de vue et présente de surcroît un blindage que nous relierons à la masse du micro-ordinateur au meilleur endroit possible (mesurer au scope les pics du + 5 V avec un aspirateur branché dans la même prise pour deux ou trois connexions à la masse possibles).

André DORIS

Liste des composants

Régulateurs trois broches

4 régulateurs trois broches 5 V/ 1,5 A, MC7805CP (ou équivalent)
1 régulateur trois broches 12 V/ 1,5 A, MC7812CP (ou équivalent)
1 régulateur trois broches 12 V/ 1,5 A, MC7912CP (ou équivalent)

Transformateur : LRM-7881 (8, passage du moulinet, 13e, Paris) Tél. : 580.16.23. 220 V/ 11 V × 2/ 1 A, 6 V × 1/3,5 A

Condensateurs de filtrage

C_1 : 10 000 µF/ 25 V
C_2, C_3 : 1 000 µF/ 25 V

Ponts et diodes

D_1, D_2
2 ponts : 20 V/ 1 A classiques

Dans la nouvelle gamme HiFi SAMSUNG



SAMSUNG lance sur le marché sa nouvelle gamme de produits haute fidélité : les « 3500 », un « système Rack » de haute performance et de grande qualité.

Amplificateur SA 3500

Cet ampli de haute performance permet l'utilisation de 2 paires de haut-parleurs, 2 platines tourne-disque, 2 platines magnétophone pour l'enregistrement, la lecture et la duplication, 1 tuner, 1 source extérieure, 1 microphone mixable.

L'étage de puissance comporte 3 étages d'amplification dont le premier différentiel : puissance : 2 x 60 W (à 1 000 Hz). Distorsion : 0,5 %. Bande passante : 10 à 60 000 Hz ± 3 dB. Présence d'un interrupteur pour annuler les corrections manuelles de tonalité et d'un interrupteur « muting » – 20 dB pour réduire momentanément le volume sonore.

Possibilité de « mixage » à l'aide du micro et d'une autre source sonore. Une protection automatique par relais électronique protège les H.P. et les transistors de puissance en cas de court-circuit.

Tuner TU 3500

Tuner de très haut de gamme utilisant un condensateur d'accord à 4 cages associé à un transistor à effet de champ à double porte dans le circuit d'entrée. Ces éléments permettent une grande sensibilité associée à un excellent rapport signal/bruit (69 dB (stéréo). La stabilité de l'ampli à fréquence intermédiaire est assurée par trois doubles filtres céramiques et trois étages d'amplification différentielle. Enfin un filtre de bruit multiplex supprime tout bruit de fond résiduel. La section à modulation d'amplitude bénéficie d'une technologie de pointe entièrement à circuit itnégré et filtre céramique.

Gammes : FM – GO.

Platine cassette TD 3500

Platine Dolby à chargement frontal avec mémoire. L'ouverture de la porte cassette est amortie pour assurer un fonctionnement plus souple. L'utilisation d'un moteur à courant continu de haute précision avec régulation électronique de la vitesse et d'une tête d'enregistrement/lecture en permalloy dur assure une reproduction parfaite.

Cet appareil comporte également : un arrêt automatique en fin de bande, une mémoire pour retrouver facilement un passage particulier, un système réducteur de bruit Dolby, un contrôle de niveau de sortie. A l'enregistrement un voyant lumineux signale un niveau sonore trop élevé et un interrupteur séparé permet de réduire automatiquement les pics sonores évitant ainsi toute saturation.

Distributeur : RANDS.

L'enceinte acoustique CAPELLA 50 – BOSE



Conçues et fabriquées par la firme Bose, les enceintes Capella 50, de type traditionnel, bénéficient de l'expérience et des technologies de pointe employées par ce constructeur mondialement connu d'enceintes acoustiques. Ces enceintes, de très haute qualité, permettent aux amateurs « mélomanes exigeants » d'avoir une excellente chaîne Hi-Fi pour un budget modéré.

Il s'agit d'une enceinte à deux voies ; les hauts-parleurs ont des diamètres respectifs de 45 mm pour le tweeter, et de 200 mm pour le boomer. La décompression est assurée par un évent cylindrique accordé, placé sous le boomer.

De dimensions très réduites 550 x 300 x 200 mm la Capella 50 offre cependant d'excellentes performances et des garanties de fiabilité exceptionnelles :

- Puissance : 10 à 50 W
- Charge : enceinte acoustique à évent accordé.
- Impédance : 8 Ω
- Rendement : 2 W, 94 dB, 1 m.
- Niveau sonore maximum : 117 décibels : 50 W.

INNOVATIONS DANS LA STRUCTURE DES HAUT-PARLEURS ET DES ENCEINTES ACOUSTIQUES

I - LES HAUT-PARLEURS

DANS leurs recherches vers le haut-parleur idéal, les ingénieurs développent de nouveaux matériaux, de nouvelles enceintes, de nouveaux tranducteurs, de nouveaux filtres, etc. Quel est le résultat réel ? En fait, beaucoup de ces innovations dans les systèmes de haut-parleurs, dans leurs formes, dans celles des enceintes, dans le principe de fonctionnement, ne présentent qu'un intérêt commercial destiné à jeter le trouble dans l'esprit de l'acheteur en lui disant que tel principe est bien supérieur à tel autre. Ceci rend très difficile la décision et les vendeurs en profitent largement pour proposer le meilleur modèle... celui évidemment qui laisse le plus de marge. C'est humain, la vente du matériel HiFi est le plus souvent un commerce comme tous les autres et non un apostolat.

Dans les articles qui vont suivre, nous examinerons les différents modèles de base des haut-parleurs en mettant en évidence les dernières nouveautés technologiques. Le premier concernera les haut-parleurs, disons plus exactement les transducteurs, le deuxième les enceintes acoustiques. Nous parlerons ensuite des filtres et des moyens de protection utilisés pour éviter la destruction des haut-parleurs. En conclusion, nous examinerons comment les ingénieurs utilisent les moyens techniques mis à leur disposition pour construire des haut-parleurs modernes en tenant compte à la fois des effets des salles d'écoute et de l'importance de la psycho-acoustique.

Les transducteurs

Comme le nom l'indique, la fonction d'un transducteur est de traduire en signaux acoustiques des signaux électroniques dans le cas particulier des haut-parleurs. Cela est obtenu en mettant l'air en mouvement puisque c'est ainsi que le son est perçu par l'oreille humaine. La difficulté est d'obtenir que le mouvement de l'air corresponde exactement aux variations du signal électronique appliqué au transducteur.

Il y a de nombreux moyens pour convertir les signaux électriques en ondes sonores comme en témoignent les nombreux modèles de transducteurs qu'on rencontre sur le marché. Nous allons les passer en revue.

Les haut-parleurs dynamiques

Sous ce nom se cachent tous les haut-parleurs à bobine mobile et à membrane associée, quelle que soit la forme de cette membrane. Elle peut être conique, elliptique ou hémisphérique, dans le cas des tweeters les plus modernes ou dans les haut-parleurs à chambre de compression. La bobine mobile est insérée dans un entrefer créant un champ magnétique fixe. Elle est alimentée en courant alternatif (courant modulé) et de ce fait se déplace dans le champ magnétique en fonction du sens du courant appliqué. Ce moteur, car il s'agit en fait d'un moteur, est réversible, c'est-à-dire que si on déplace la bobine mobile dans le champ magnétique, elle engendre un courant électrique. Le moteur devient alors une dynamo et dans ce cas particulier on l'appelle un microphone. Nous aurons l'occasion de revenir sur ce point, qui est tenu à tort pour négligeable, car dans une installation stéréophonique, il est évident que la membrane du haut-parleur droit envoie des ondes sonores vers le haut-parleur gauche et vice versa de telle sorte que chaque haut-

parleur est en même temps un microphone. C'est vers 1925 que Chester Rice et E.W. Kellog ont réalisé le premier haut-parleur électro-dynamique aux Etats-Unis. A la même époque André Charlin créait en France le même haut-parleur sans avoir eu connaissance des travaux de Rice et Kellog. A cette époque, on ne savait pas fabriquer des aimants permanents de grande puissance, aussi pour obtenir un champ magnétique puissant dans l'entrefer, on alimentait une bobine dite d'excitation placée dans la culasse du haut-parleur, en courant continu bien entendu. C'est pourquoi ces haut-parleurs s'appelaient électro-dynamiques. Dans les haut-parleurs de grande puissance, la bobine d'excitation pouvait avoir 23 000 tours et était alimentée sous 450 V/250 mA (112 W).

Cette formule n'est plus utilisée, mais il faut remarquer que les aimants puissants ont souvent des dimensions très importantes. Beaucoup d'amateurs le savent, c'est pourquoi les constructeurs qui utilisent des petits aimants n'hésitent pas à les placer dans un cache de grande dimension pour que les acheteurs ne s'aperçoivent pas de cela.

La bobine mobile d'un haut-parleur dynamique est alimentée en courant alternatif complexe et à fréquence variable par l'amplificateur. Elle va se déplacer d'avant en arrière et vice versa en fonction du sens du courant et entraînera donc la membrane associée d'avant en arrière et d'arrière en avant. On peut considérer que la membrane est un radiateur dipole qui comprime l'air devant lui et crée une dépression derrière lui. Ceci est vrai pour les fréquences acoustiques relativement élevées, celles dont la longueur d'onde est courte, mais non pour les fréquences basses dont la longueur d'onde est grande. Dans ce dernier cas, le phénomène de compression et de dépression est court-circuité (voir la figure 1 et sa légende). Dans ce cas, il n'y a plus création de son aux fréquences considérées. Pour obvier à cela, on monte le haut-parleur sur un baffle, en fait une simple planche percée, dont la fonction est d'éviter le court-circuit acoustique. La dimension du baffle plan donne la limite de reproduction des basses de l'ensemble baffle/haut-parleur. Dans les années 50, avant la stéréophonie, les amateurs inséraient le haut-parleur dans un mur pour obtenir un baffle infini, supprimant ainsi tout court-circuit acoustique.

L'enceinte acoustique est une forme de baffle replié, nous en reparlerons plus loin, avec beaucoup de détails car les enceintes acoustiques posent autant de problèmes qu'elles en résolvent.

Supposons le haut-parleur monté sur un baffle infini, le résultat sera-t-il parfait ? Non, car pour que cela soit, il faudrait que le haut-parleur soit parfait et il est loin de l'être. La membrane du haut-parleur idéal devrait agir comme un piston à toutes les fréquences pour que les ondes sonores soient rigoureusement conformes aux signaux électriques. Des études holographiques mettent en évidence que lorsque le diamètre de la membrane est inférieur à la longueur d'onde du signal acoustique, celle-ci se déforme et se plisse (fig. 2). Dans ces conditions, la membrane ne travaille plus en piston, à cause de son manque de rigidité, et cela explique pourquoi les constructeurs d'enceintes emploient des membranes de petit diamètre pour la reproduction des fréquences élevées. Nous en arrivons donc à comprendre la nécessité de haut-parleurs multiples pour reproduire l'intégralité du spectre des fréquences audibles. En examinant la figure 2, on voit que le phénomène de déformation de la membrane intervient pour des fréquences basses, en fonction du diamè-

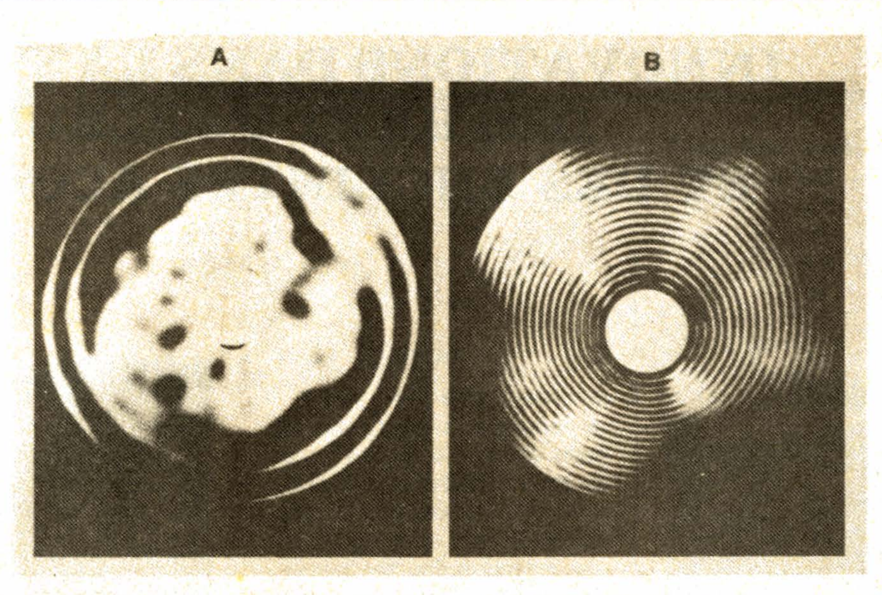


Fig. 2. – Une analyse holographique réalisée sur un haut-parleur de 20 cm montre que la membrane se déforme à partir de 2 000 Hz (voir tableau des longueurs d'ondes acoustiques) à 9 000 Hz les déformations couvrent l'ensemble de la membrane.

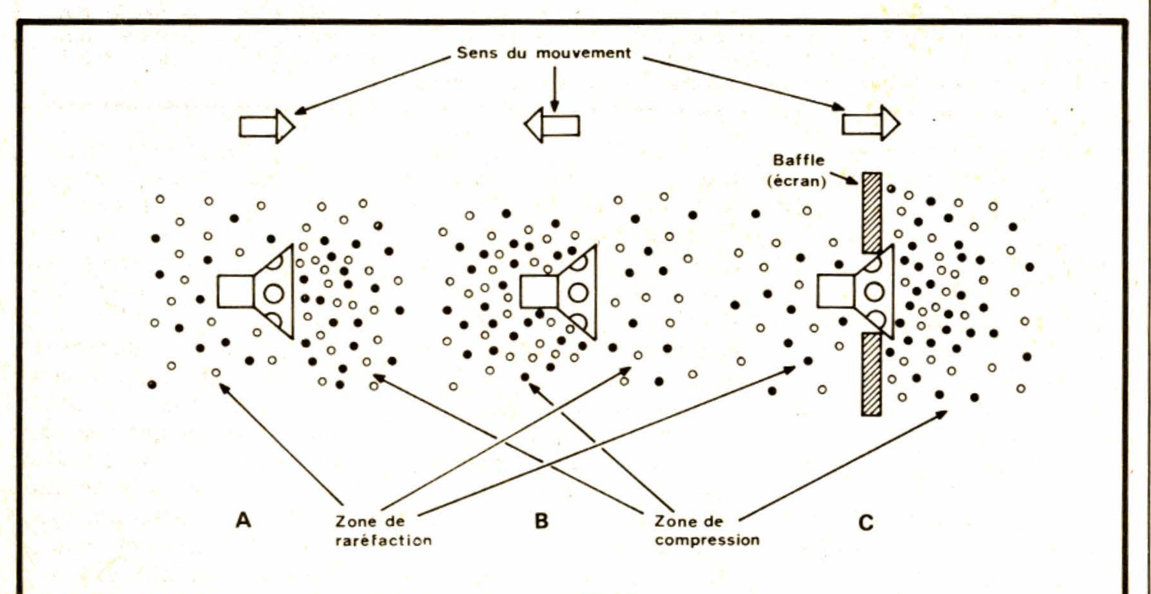


Fig. 1. – Le cône dans son mouvement comprime et raréfie l'air comme on le voit en A et B mais il se produit un court-circuit acoustique qui empêche la formation d'onde sonore dans les fréquences basses. Le montage sur un baffle C supprime le court-circuit acoustique.

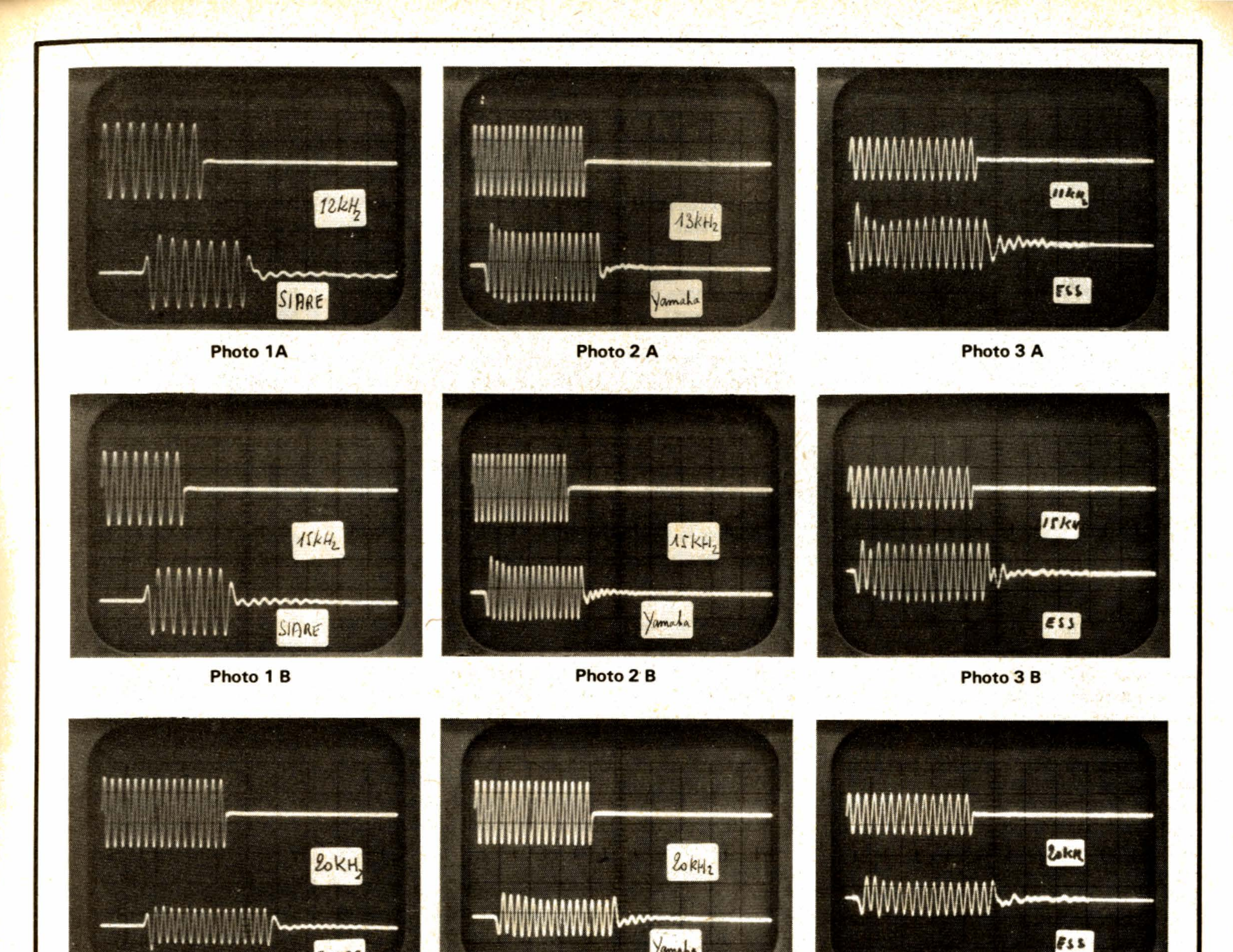


Photo 1A — Photo 2 A — Photo 3 A

Photo 1 B — Photo 2 B — Photo 3 B

Photo 1 C — Photo 2 C — Photo 3 C

Photos A-B-C. – Comparaison de tenue aux fréquences élevées entre un tweeter Siare à membrane hermisphérique, un tweeter Yamaka à membrane hémisphérique en Berylium et un tweeter ESS. Le Siare est parfaitement linéaire entre 13 et 15 kHz, la chute à 20 kHz est de l'ordre de 6 dB. Le tweeter Yamaha chute régulièrement entre 13 et 20 kHz. Le tweeter ESS a une bonne tenue jusqu'à 15 kHz, la chute à 20 kHz n'est que de 2 ou 3 dB. L'amortissement est meilleur dans les deux haut-parleurs à membrane hémisphérique.

tre de la membrane. Lorsque la membrane n'agit plus en piston le son est non seulement déformé, mais il devient directif. Alors que dans les fréquences basses les ondes sonores émises sont sphériques, elles deviennent de plus en plus planes au fur et à mesure que la fréquence augmente.

Les clichés de la figure 2 ont été réalisés dans les Laboratoires de Recherche de Philips Hollande, par holographie en observant les mouvements d'une membrane conique de 20 cm. Aux fréquences basses, la membrane agit comme un piston et se déplace comme un bloc, l'hologramme ne présentant aucune particularité, n'a pas été représenté. Au-dessus d'une certaine fréquence, des ondes stationnaires commencent à apparaître sur le cône. La figure 2A révèle des boucles et des nœuds qui commencent à exister à la périphérie du cône quand le haut-parleur est alimenté avec un courant sinusoïdal à 2 000 Hz. Quand la fréquence est de 9 000 Hz, des défauts sévères apparaissent dans la surface du cône sur le cliché représenté. Celle-ci est entièrement couverte d'ondulations (fig. 2B) et dans ce cas, seule, une faible fraction de l'énergie électrique est transformée en ondes sonores. Nous n'avons représenté que deux clichés, mais en fait la déformation qui est apparue à 2 000 Hz s'accroît en permanence au fur et à mesure que la fréquence augmente.

Ces causes n'ont pas seulement pour effet de rendre le haut-parleur directionnel lorsque la fréquence augmente, mais elles engendrent des fluctuations dans la courbe de réponse. Si on utilise des membranes de petit diamètre pour augmenter les rendements aux fréquences moyennes ou élevées, le haut-parleur ne sera pas capable de « remuer » assez d'air pour assurer une puissance suffisante aux basses fréquences exigées pour une reproduction haute fidélité.

Il est donc démontré qu'aucun haut-parleur dynamique ne peut couvrir la bande passante acoustique dans des conditions satisfaisantes. Ceci a entraîné l'étude et la fabrication de haut-parleurs dynamiques spécialisés pour reproduire convenablement une gamme de fréquences bien déterminée. Les fabricants d'enceintes ont adopté, pour la

plupart, des systèmes à deux voies ou des systèmes à trois voies. Ces derniers comportent un haut-parleur de basses (woofer) un haut-parleur de médium, un haut-parleur d'aigus (tweeter). Certains fabricants vont plus loin en utilisant des haut-parleurs spécialisés pour reproduire les aigus extrêmes ou les basses profondes. Nous n'en voyons pas la nécessité actuellement. En augmentant le nombre de haut-parleurs, les filtres séparateurs de fréquences deviennent extrêmement complexes, nous en reparlerons plus loin. On peut dire qu'aujourd'hui il a été expérimentalement démontré qu'il est intéressant d'utiliser dans chaque cas particulier des haut-parleurs à large bande, ceci plaide donc pour une limitation du nombre de haut-parleurs.

Arrivé à ce stade, nous allons faire une petite digression : il faut savoir si les enceintes acoustiques sont destinées à écouter des enregistrements musicaux, ou même tout simplement de la musique, ou s'ils doivent techniquement répondre à des arguments de vente. Dans les manuels d'électronique, on fixe la bande passante acoustique à la gamme 20 Hz-20 000 Hz. Dans la pratique, il faut regarder les choses un peu plus sérieusement. D'abord du côté des aigus ; la note la plus élevée du violon se situe à 3 200 Hz, au-dessus nous sommes dans la zone des harmoniques dont le niveau devient de plus en plus faible au fur et à mesure que leur rang s'élève, mais ces harmoniques sont nécessaires pour la qualité du timbre. Nous verrons plus loin l'intérêt de cette remarque. Mais il y a une limite. Des tests réalisés sur plus de 20 000 personnes nous ont montré que moins de 1 % était capable d'entendre le 16 000 Hz, la moyenne supérieure se situe pour presque tous les individus autour de 15 000 Hz et cela jusqu'à l'âge de 50 ans environ. Notons le bien, les enregistrements, même directs, sont coupés à 14 000 Hz sur tous les disques musicaux. Pour la gravure des disques tests, deux méthodes sont employées pour graver des fréquences plus élevées : ou bien la gravure est faite à demi-vitesse, ou bien elle est faite à – 22 dB pour éviter la saturation du graveur. Nous voyons donc maintenant la limite qui est nécessaire pour avoir une excellente reproduction vers le haut.

Du côté des basses, les deux instruments de musique qui engendrent les fréquences les plus basses (42 Hz) sont la contrebasse et le contrebasson. Ils délivrent bien peu d'énergie, à un tel point que dans les orchestrations, on renforce le son émis par ces instruments par celui d'instruments donnant la même note à l'octave supérieure (le violoncelle ou le basson), l'oreille se charge de reconstituer la fondamentale avec l'harmonique 2. Quelques rares orgues seulement disposent d'un tuyau de 32 pieds délivrant du 16 Hz, mais à part un ou deux enregistrements exceptionnels, jamais une telle fréquence n'est enregistrée sur un disque. En principe, dans les basses, les enregistrements sont coupés à 70 Hz pour les enregistrements courants ; à 50 Hz pour les enregistrements de très haute qualité, et à 40 Hz pour les enregistrements exceptionnels.

Il faut aussi savoir qu'au-dessous de 100 Hz, l'oreille perd énormément de sa sensibilité et que le son est alors perçu avec le ventre, en fait avec tout le corps. Pratiquement à 40 Hz l'oreille n'entend plus rien et pourtant nous entendons le 40 Hz... Mais revenons à nos haut-parleurs.

Dans le cas des haut-parleurs de basses, on a tenté d'améliorer la bande passante utilisable en augmentant la rigidité du cône, d'une part, et d'autre part en augmentant le diamètre de la membrane, ce qui est évidemment contradictoire. Les premières tentatives en ce domaine sont très anciennes et nous avons souvenir d'un haut-parleur Charlin datant de 1930 dont le cône de 60 cm était replié. Aujourd'hui dans la même voie, Electro-Voice présente un haut-parleur ayant un diamètre de 70 cm à membrane « enroulée ». Ces haut-parleurs sont plutôt prévus pour les amplifications de scène ; dans les chaînes haute fidélité, le diamètre des haut-parleurs de basses atteint rarement 34 cm. Dans la plupart des cas, il est de l'ordre de 20 cm.

Si l'on en croit les observations faites sur les déformations des membranes et sur le tableau des longueurs d'ondes acoustiques que nous avons établi, on voit qu'un haut-parleur de 34 cm de diamètre devrait être utilisé pour des fréquences inférieures à 1 000 Hz, tandis qu'un haut-parleur de 20 cm peut être utilisé jusqu'à 1 800 Hz environ. Pour augmenter la rigidité des membranes de haut-parleurs de basses, de très nombreuses recherches ont été et sont encore faites pour remplacer le papier généralement utilisé. La membrane idéale doit être très légère (pour le rendement et une bonne réponse dans les transitoires) et très rigide (pour augmenter la bande passante). Pour obtenir ce résultat, diverses voies ont été explorées, la dernière en date fut l'introduction de fibres de carbone dans la pâte à papier. Dans les années 60, la BBC a expérimenté avec des fabricants britanniques des cônes à membrane sandwichée en utilisant des matières plastiques spéciales. Des membranes en aluminium ont été également fabriquées. Certains constructeurs « dopaient » les membranes en papier avec des vernis spéciaux pour en augmenter la rigidité. Actuellement, en Angleterre on fabrique des membranes en Bextrène, les fabricants français sont axés vers la fibre de carbone, sauf quand ils fournissent le marché britannique...

Il y a quelques années, on utilisait fréquemment des haut-parleurs à membrane conique de très petit diamètre pour la reproduction des extrêmes aigus. La chose semblait admissible étant donné la très faible puissance rencontrée dans les contenus musicaux dans la gamme des fréquences considérées. Mais ces haut-parleurs avaient des bobines mobiles minuscules qui les empêchaient d'accepter la moindre surcharge et ils avaient le défaut majeur d'être excessivement directifs. Le remplacement de la membrane conique par une membrane hémi-sphérique associée à une bobine mobile de grand diamètre (fig. 3) pare à ces deux défauts. La forme même du dôme se prête fort bien à la fabrication de membranes très légères et donne une émission d'ondes légèrement sphériques, ce qui augmente par conséquent l'angle solide de

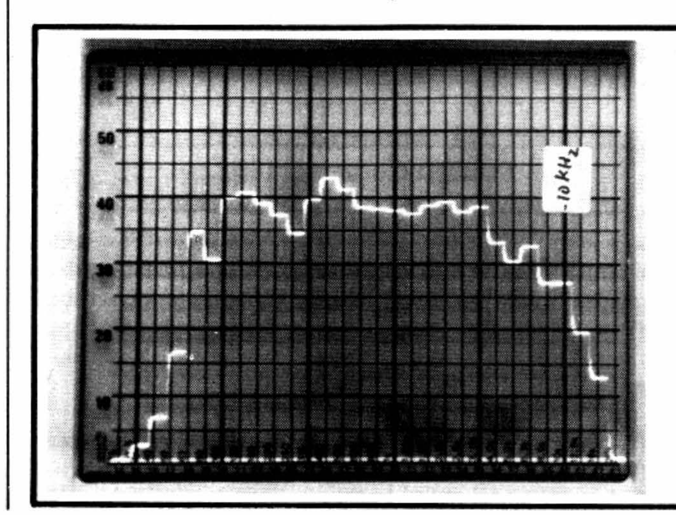


Photo D. – Contenu musical. Cette intégration du contenu musical d'une émission FM montre que le niveau moyen à 10 kHz est a 12 dB au-dessous du niveau à 1 kHz. A 12 kHz, on trouve – 20 dB, puis la coupure apparaît à 16 kHz pour permettre le logement du signal pilote permettant le décodage.

LE SALON INTERNATIONAL DE RADIO-TELEVISION DE BERLIN

Internationale Funkausstellung 1979 Berlin 24.8.–2.9.

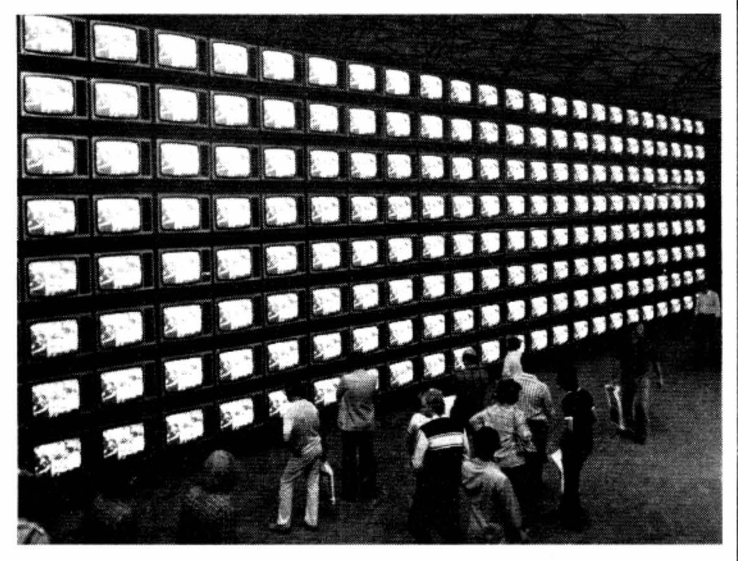
Hören–Sehen–Aufzeichnen

Il est difficile, disons le tout de suite, d'avoir la prétention de présenter un compte rendu détaillé sinon complet du Salon International de Berlin : c'est un but largement au-dessus et de nos ambitions et de nos possibilités. Comment pouvoir explorer 525 firmes réparties sur les 90 000 m² du Funkausstellung ? En comptant 10 mn par stand, ce qui est un minimum (en moyenne) il faut compter sur près de 100 heures d'enquêtes et déplacements au travers d'une foule particulièrement dense et soucieuse de s'en mettre à la fois plein les yeux et plein les oreilles. Certains constructeurs présentaient plus de 100 produits nouveaux ! Comment en faire le tour ? Ce compte rendu, en définitive, sera essentiellement un tour d'horizon prenant quelquefois des allures de survol et avec parfois aussi quelques haltes pour les choix que nous aurons faits pour vous et qui ne seront pas nécessairement et uniquement des « bons choix », ceux-ci étant forcément fonction de vos domaines de prédilection.

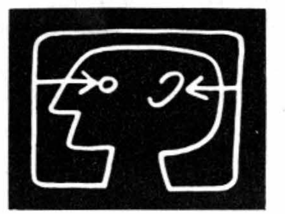
Mise à part cette masse imposante et de visiteurs et d'exposants à laquelle nous faisions allusion plus haut et qui n'a pas manqué de nous surprendre, les évolutions actuelles et futures de la vidéo, et dans une moindre mesure de l'audio, sont tout aussi significatives. Nous commencerons donc par le domaine de l'image, avec les nouvelles possibilités de la télématique, qui a franchi le domaine réservé des laboratoires d'études et des milieux professionnels pour s'adresser à une audience plus large, celle du grand public. A Berlin, c'est une arrivée en force que nous avons pu voir sur les multiples écrans des TVC répartis, non seulement dans le gigantesque hall qui était réservé à la télématique, mais aussi sur de nombreux stands des constructeurs TV et ceux-là étaient légion, tant européens que japonais. Nous avons eu donc

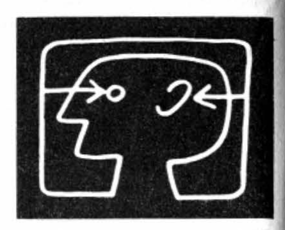


Berlin : L'entrée de l'exposition



Plus de 200 téléviseurs en batterie sur ce stand.







Le portable VHS de Panasonic.

Le Vidéo 2 x 4 de Grundig.



Vidéo text et jeux vidéo chez Grundig.



Le lecteur de disques PCM Diatone chez Mitsubishi.



La cassette LVR

passé et aux modèles déjà connus de Technics-Panasonic et de Sony, il faut y ajouter à présent Philips et Gründig, Mitsubishi, Sanyo, Toshiba... Il est bien certain que le prix de tels appareils les réserve aux collectivités ou à l'éducation mais le nombre croissant de matériel présenté dans ce domaine montre qu'indubitablement, les constructeurs ont foi en l'avenir et en une progression du marché en ce qui concerne les projecteurs vidéo.

A l'autre bout de la gamme, de la taille devrions-nous dire, les récepteurs radiocassettes assortis de récepteurs TV se multiplient (JVC, NEC, Technics...). Nous nous souvenons même en avoir vu des centaines du même type à un stand, assez petits pour trouver place dans une de vos poches. Il sera toutefois difficile de regarder à plusieurs l'image qu'ils donnent et qui ne fait que quelques centimètres de côté.

Et l'audio, direz-vous ? Nous l'aborderons dans le prochain numéro dans le cadre essentiellement de nos informations nouveautés du « Bloc-Notes ». Disons simplement pour l'instant que l'audio voit l'arrivée en force des microprocesseurs, évolution normale des temps.

CH. PANNEL

SONY ET LA CASSETTE

AU début du mois de juillet, Sony a pris l'initiative d'inviter plusieurs dizaines de représentants de la presse spécialisée européenne à un séminaire technique portant essentiellement sur tous les aspects « magnétiques » de ses nouveaux produits, qu'il s'agisse de bandes audio ou vidéo, de têtes d'enregistrement-lecture, des techniques les plus récentes mises en œuvre dans sa gamme de magnéto-cassettes qui doit apparaître sur le marché français dès cet automne, avec corrélativement visite de deux usines spécialisées dans la fabrication des bandes magnétiques ainsi que d'une unité de production de magnéto-cassettes.

Disons tout de suite que le séminaire Sony nous a favorablement impressionné, à la fois par sa haute technicité et par une neutralité de bon aloi qui n'est malheureusement pas toujours de mise dans ce type de réunion ; toujours est-il que, dans le cas présent, les ingénieurs de Sony ont su élever le débat de façon à aborder technique et technologie sous l'angle le plus général pour n'en venir que bien après aux produits et aux fabrications spécifiques à leur firme, avec leurs qualités et leurs imperfections. C'est une démarche qui ne manque pas d'honnêteté dans la mesure où il est souvent tentant de dire plutôt deux fois qu'une « nos produits sont les meilleurs et parfaits ». Si cela était, à quoi serviraient les laboratoires de Recherche ? Et de ce dernier point de vue et s'agissant de préparer l'avenir, Sony s'y entend très bien : il n'est qu'à voir les sommes consacrées à la recherche et au développement.

Les bandes magnétiques

Les bandes magnétiques, tant audio que vidéo, sont fabriquées à Tagajo, près de Sendai, à 400 km au nord de Tokio. Il suffit de dire que l'usine s'étend sur 110 000 m^2 dont 50 000 m^2 de bâtiments pour avoir une idée de sa production. C'est de Tagajo que sort la nouvelle gamme de minicassettes Sony et qui consiste actuellement en :

– 3 types de bandes à l'oxyde de fer : AHF, BHF et CHF
– 1 type de bande au cobalt : CD-α
– 1 type de bande double couche : FeCr
– 1 type de bande au métal pur : METALLIC

1° Le mécanisme S.P. (super-performance)

Ces bandes, bien entendu, existent en plusieurs longueurs permettant d'obtenir des durées d'audition différentes. Notons toutefois qu'après quelques autres constructeurs (européens), Sony s'est penché sur les problèmes inhérents à l'entraînement de la bande magnétique. On sait, et c'est une constatation courante, que la bande a une fâcheuse tendance à se bloquer à cause d'un mauvais enroulement lors de son défilement, soit lors d'un enregistrement, soit lors de la lecture. Sans aller jusqu'au blocage, une cassette conventionnelle peut donner lieu, au bout d'un certain temps d'utilisation, à diverses dégradations des performances tant mécaniques

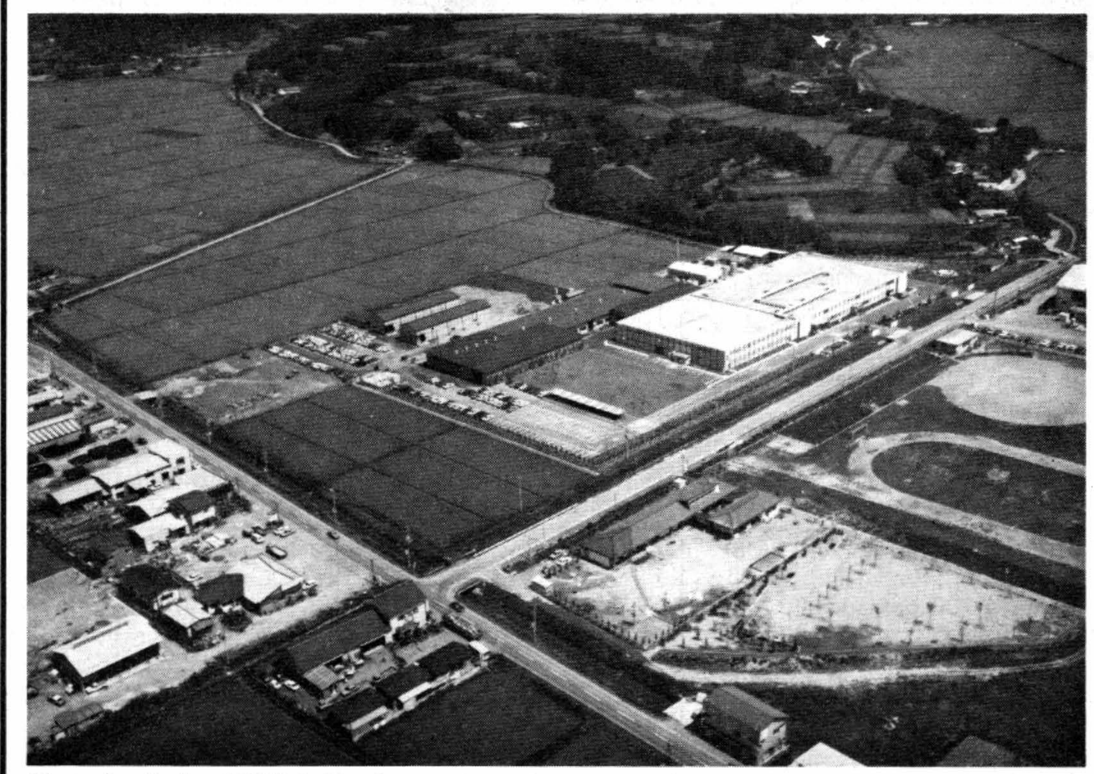


Photo A. – l'usine SONY de Tagajo.

qu'électriques. Pour remédier à ces défauts, Sony a donc élaboré un nouveau système, le mécanisme S.P. (Super-Performance) qui consiste essentiellement en deux rubans relativement rigides qui diminuent le jeu vertical de la bande qui s'enroule.

Pour ce faire, ces deux rubans comportent deux nervures en relief qui viennent prendre appui sur la couronne extérieure des noyaux de hauteur plus petite que la couronne interne (fig. 1), jouant ainsi un rôle de gabarit-guide et provoquant ainsi enroulement régulier, sans décrochement. Ajoutons à cela un nouveau système de lubrification des galets de transport de bande et une précision de fabrication des deux coquilles-boîtiers et nous saurons tout sur le mécanisme S.P. du point de vue qualitatif.

Venons-en à présent au point de vue quantitatif, c'est-à-dire les performances comparatives et chiffrées par rapport à un mécanisme conventionnel. Pour cela, il suffit de se reporter au tableau 1 que nous commenterons ci-après :

● **Taux de pannes.** Il s'agit de pannes de blocage qui apparaissent après un régime sévère de bobinages arrière et avant, rapides ou non. On remarquera que le pourcentage de pannes de ce type est réduit d'un facteur 5 pouvant même atteindre 10.

● **Irrégularités d'enroulement.** Ce sont les dépassements par rapport à un enroulement idéal qui ont été chiffrés. Un enroulement idéal devrait avoir la largeur de la bande comme épaisseur. Dans la réalité, cet enroulement se fait avec des décrochements brusques (en marches d'escalier) ou progressifs (incurvation du bobinage). Ce sont les grandeurs de ces dépassements qui sont données ici après mesure.

● **Couple.** L'entraînement se fait contre une résistance mécanique de plus en plus grande, il faut augmenter le couple moteur. Ce dernier a été mesuré deux fois : avec une cassette neuve et avec une cassette utilisée pour 100 passages. On notera qu'un couple dépassant 20 g/cm entraîne un taux de pleurage et scintillement décelable à l'oreille.

● **Pleurage et scintillement,** corrélativement à la mesure des couples, il a été procédé aux mesures des taux de pleurage et scintillement. Un taux supérieur à 0,2 % est généralement audible.

● **Différence de niveau de sortie entre les faces 1 et 2.** Un signal à 10 kHz – 20 dB a été enregistré sur les deux faces 1 et 2 des cassettes. La différence de niveau à la lecture est alors prise en considération.

● **Différence de phase.** Un signal à 10 kHz – 20 dB est enregistré simultanément sur les pistes droite et gauche. A la lecture, il apparaît un déphasage entre les signaux reproduits par les deux voies alors que ce déphasage devrait être nul. Les fluctuations et écarts de phase ont été mesurés à partir d'un phasemètre. L'écart de phase correspond à la différence de phase entre les deux voies exprimée en %. La fluctuation évalue la largeur entre les valeurs extrémales de la variation de phase.

A ces résultats significatifs quant à l'intérêt du mécanisme S.P. qui équipe dès maintenant toutes les cassettes Sony, il convient d'ajouter une réduction du bruit de modulation grâce à un meilleur défilement de la bande.

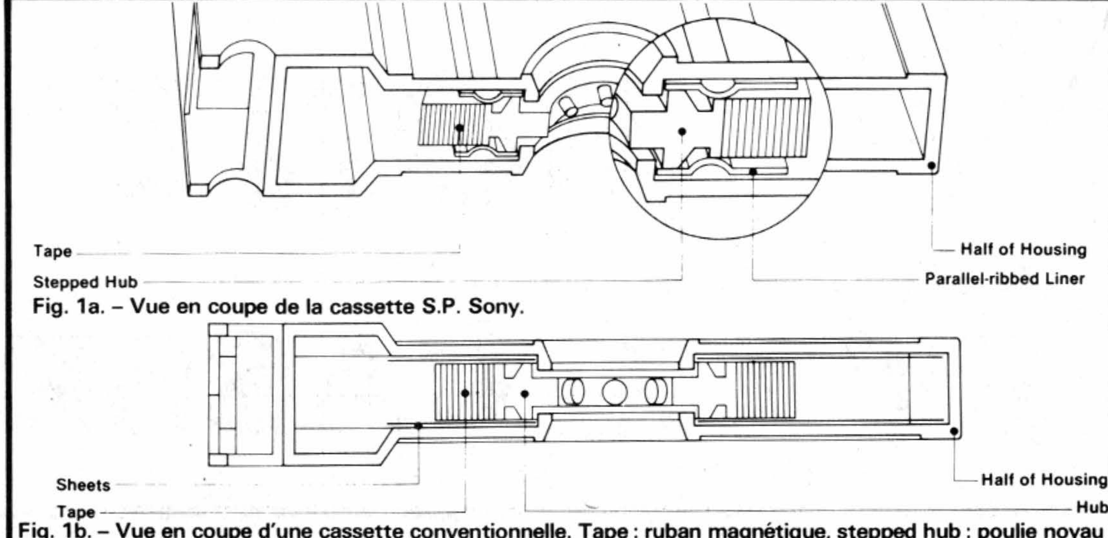


Fig. 1a. – Vue en coupe de la cassette S.P. Sony.

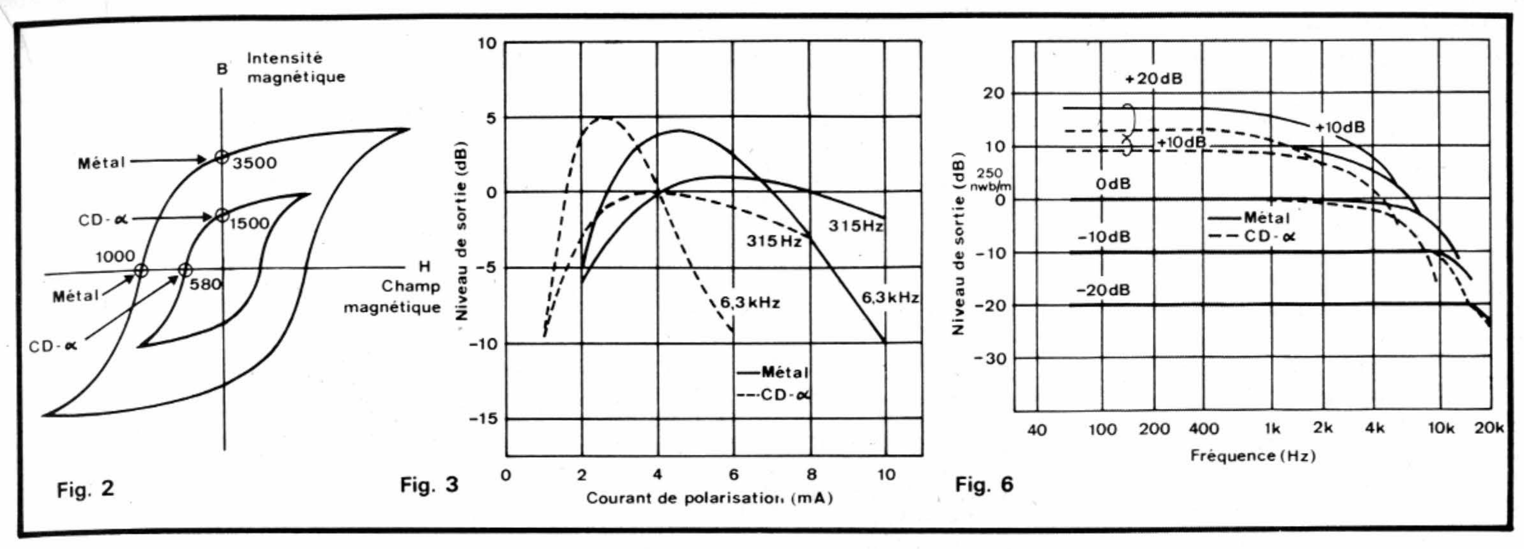
Fig. 1b. – Vue en coupe d'une cassette conventionnelle. Tape : ruban magnétique, stepped hub : poulie noyau étagée ; Parallel-ribbed Liner : ruban nervuré ; half of housing : demi-boîtier ; hub : poulie noyau ; sheets :feuilles (Il s'agit des feuilles de plastique situées de part et autre des enroulements et qui les isolent du boîtier).

TABLEAU I	Cassette mécanisme S.P	Cassette conventionnelle
Pourcentage de pannes	0 à 1,5	6 à 16
Irrégularités d'enroulement : (microns) ● En marches d'escalier ● Incurvations	 60 330	 150 670
Couple (en g.cm) : ● Initial ● Après 100 passages	 7,5 10,0	 7,5 14,0
Pleurage et scintillement (RMS) ● Initial ● Après 100 passages	 0,11 0,11	 0,22 0,15
Différence des niveaux de sortie entre faces 1 et 2 (dB)	0,4	0,8
Différence de phase (%) : ● Entre voies ● Largeur de fluctuation	 – 40 à + 40 Maximum 50	 + 70 à – 80 Maximum 100

2° Les nouvelles bandes : au cobalt et au métal pur

Si parmi la nouvelle gamme des cassettes Sony, l'oxyde de fer est encore utilisé, on peut dire que les performances ont été améliorées par l'élaboration de particules de plus en plus fines et de meilleur rapport longueur/largeur. La bande AHF est à ce titre plus performante en rapport signal/bruit, en bande passante et en niveau de sortie que la BHF qui est elle-même supérieure à la CHF de ce point de vue. Progrés de la technologie de fabrication des poudres magnétiques sans doute, progrès qui s'affirme aussi avec les nouvelles bandes dites CD-α et METALLIC.

Pendant longtemps Sony a eu l'exclusivité au Japon, pour les bandes vidéo, de la licence DU PONT pour le dioxyde de chrome. Il est apparu toutefois



que le dioxyde de chrome s'avérait un produit relativement dur, alors qu'il faut penser à l'usure des têtes, et qu'une composition d'oxyde de fer avec du cobalt diffusé en surface donnait des résultats du même ordre que le dioxyde de chrome tant en ce qui concerne le champ coercitif H_c (qui a intérêt à être le plus élevé possible pour diminuer le champ démagnétisant et améliorer la réponse dans l'aigu) que l'induction rémanente B_r (qui donnera d'autant plus de sensibilité et un niveau de sortie élevé à la bande qu'elle sera grande). C'est compte tenu de ces considérations que la bande audio CD-α (oxyde de fer + cobalt) est apparue dans la panoplie des bandes magnétiques Sony, au point que son homologue vidéo a presque remplacé la bande au dioxyde de chrome tant pour l'U-MATIC que pour le BETAMAX. Disons qu'en ce qui concerne l'audio, les résultats donnés par la CD-α sont légèrement plus intéressants du point de vue performances que ceux que donne une bande au dioxyde de chrome (niveau de sortie maximum, distorsion, rapport signal/bruit).

Ceci étant posé et admis, nous allons pouvoir comparer les résultats qu'apporte la nouvelle bande au métal pur (METALLIC) par rapport à la CD-α qui nous servira de point de repère.

D'abord en ce qui concerne le cycle d'hytérésis (fig. 2), on remarquera que H_c, champ coercitif passe de 580 œrsteds (CD-α) à 1 000 œrsteds tandis que l'induction rémanente grimpe de 1 500 à 3 500 gauss, ce qui laisse présager de meilleures performances au niveau de la qualité de l'audio comme nous allons le découvrir ci-après.

● **Polarisation (fig. 3).** Il apparaît que le niveau de sortie d'une bande au métal dépendra moins de la polarisation d'une bande CD-α. Les maxima sont plus flous dans le premier cas. En conséquence les fluctuations du niveau de sortie seront minimisés si la polarisation change. On remarquera toutefois que celle-ci devra être plus élevée dans le cas de la bande métal.

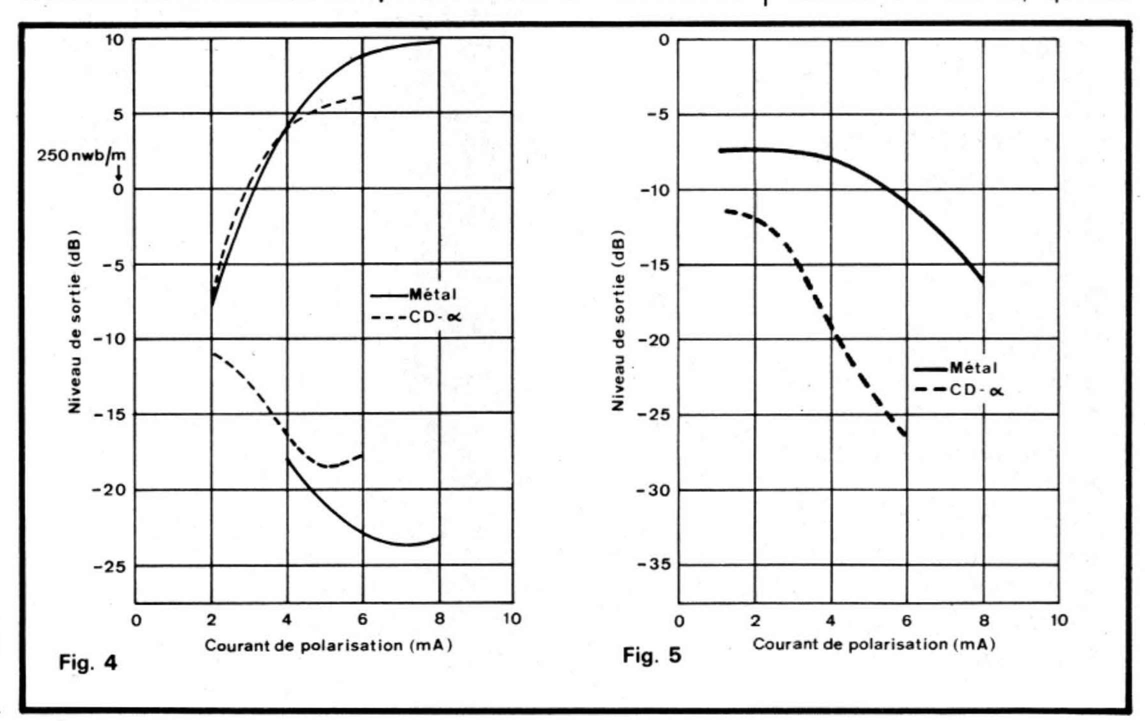
● **Distorsion (fig. 4).** Le niveau de sortie à distorsion minimale qui est défini habituellement comme celui atteint à 315 Hz pour 3 % de distorsion harmonique, est donné, en haut, en fonction du courant de polarisation. Les courbes du bas donnent le niveau de distorsion à l'enregistrement pour cette même fréquence de 315 Hz.

● **Niveau de sortie maximal à 10 kHz (fig. 5).** Le niveau de sortie maximal à 10 kHz de la bande métal est singulièrement amélioré par rapport à la CD-α, ceci grâce aux valeurs atteintes par H_c et B_r.

● **Réponse en fréquence (fig. 6).** Nous donnons la réponse en fréquence des deux types de bande pour cinq niveaux d'entrées différents : – 20 dB, – 10 dB, 0 dB, + 10 dB, + 20 dB pour un niveau de référence de lecture de 250 nWb/m (nWb/m = nanoweler par mètre, flux d'induction dans l'entrefer de la tête d'enregistrement divisé par la largeur de celui-ci). La bande métal supporte mieux les niveaux d'entrée élevés et conserve plus longtemps une caractéristique HiFi quand ceux-ci augmentent.

Les figures 3 à 6 sont relevées pour un magneto-cassette à vitesse de 4,75 cm/s trois têtes : entrefer de la tête d'enregistrement de 4 μm, entrefer de la tête de lecture de 1 μm, constantes de temps du système de correction à la lecture : 3 180 et 70 μs.

L'ennui, si l'on peut dire, des bandes au métal pur et qui fait qu'elles ne peuvent pas être utilisées sur tous les lecteurs enregistreurs de cassettes est, comme il a été vu, qu'elles



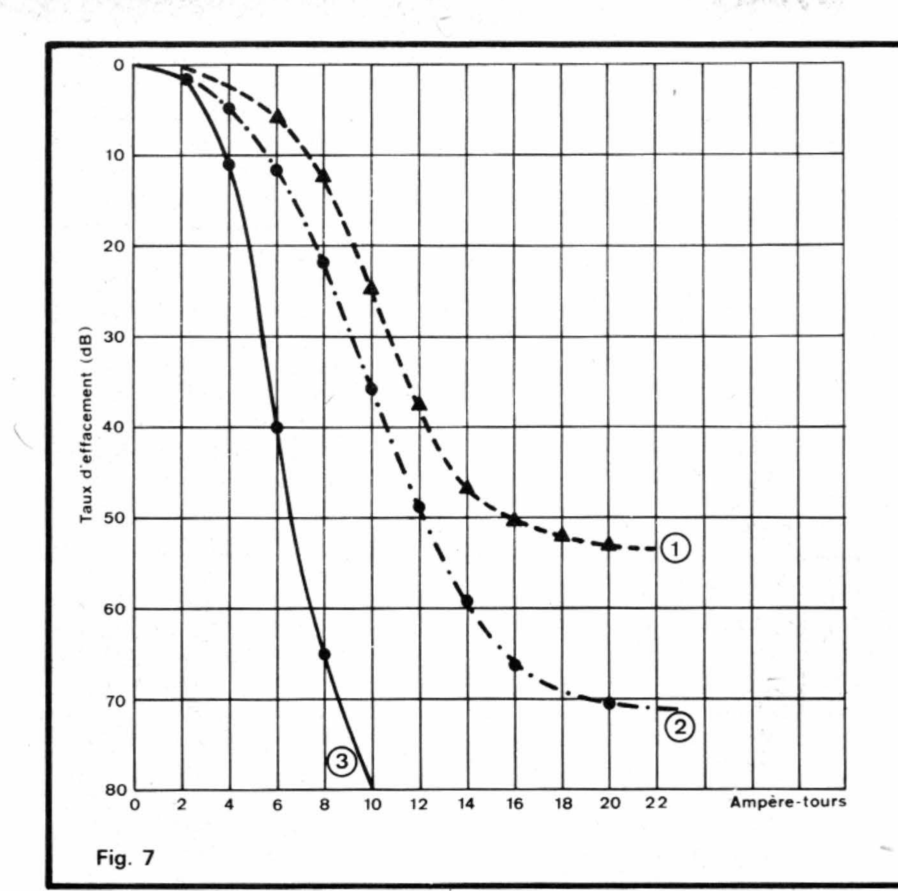


Fig. 7

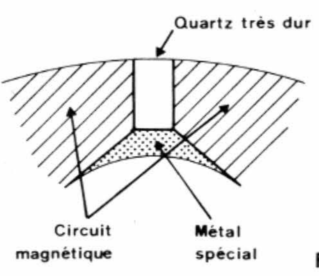


Fig. 8

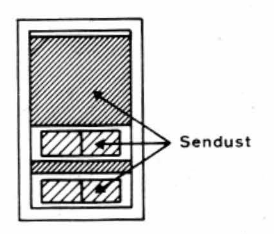


Fig. 9

nécessitent un courant de polarisation plus fort (pour que la prémagnétisation soit adéquate) et également, à cause des valeurs atteintes par H_c et B_r des têtes d'effacement à grande force magnéto-motrice (beaucoup de spires et fort courant) tout en évitant de saturer le circuit magnétique associé ou d'atteindre des échauffements excessifs des circuits. Nous donnons (fig. 7) les performances d'une nouvelle tête d'effacement (3) développée par Sony comparée à des têtes plus conventionnelles : à semi-double entrefer (1) ou à double entrefer (2). Avec seulement 8 A/t, elle permet d'obtenir un niveau d'effacement de 65 dB et ce, pour une élévation de température inférieure à 10 °C. Ceci a été rendu possible grâce à un matériau magnétique à plus forte perméabilité (4 000 au lieu de 3 000 à 1 kHz) et à saturation plus élevée (5 100 gauss au lieu de 4 200).



Photo B. – Hall de montage de magnéto-cassettes SONY à Kowa-Denki : Du travail pas tout à fait à la chaîne.

Les lecteurs de cassettes

La fabrication de Sony est de l'ordre de 600 000 lecteurs de cassettes/an et se répartit entre quatre usines. Nous avons pu visiter celle de Kawa-Denki, à 100 km de Tokio, qui se consacre aux magnéto-cassettes « haut de gamme » : KC65, KC75 et même KC88 qui représente le sommet de la fabrication. Nous avons pu également y voir mises en œuvre de nouvelles têtes S & F (Sendust et Ferrite) qui est une tête en ferrite avec un revêtement de Sendust. En effet, si les têtes F & F ont d'excellentes performances en ce qui concerne l'usure au contact de la bande et les courants de Foucault (les ferrites sont presque des isolants), elles supportent moins bien la saturation magnétique que le Sendust qui a aussi des propriétés mécaniques excellentes (dureté) mais cependant inférieures à celles de la ferrite. D'où l'idée d'allier l'avantage de l'un et de l'autre. Nous donnons (tableau II) une comparaison entre les têtes S & F/F & F Sony avec d'autres têtes du point de vue perfor-

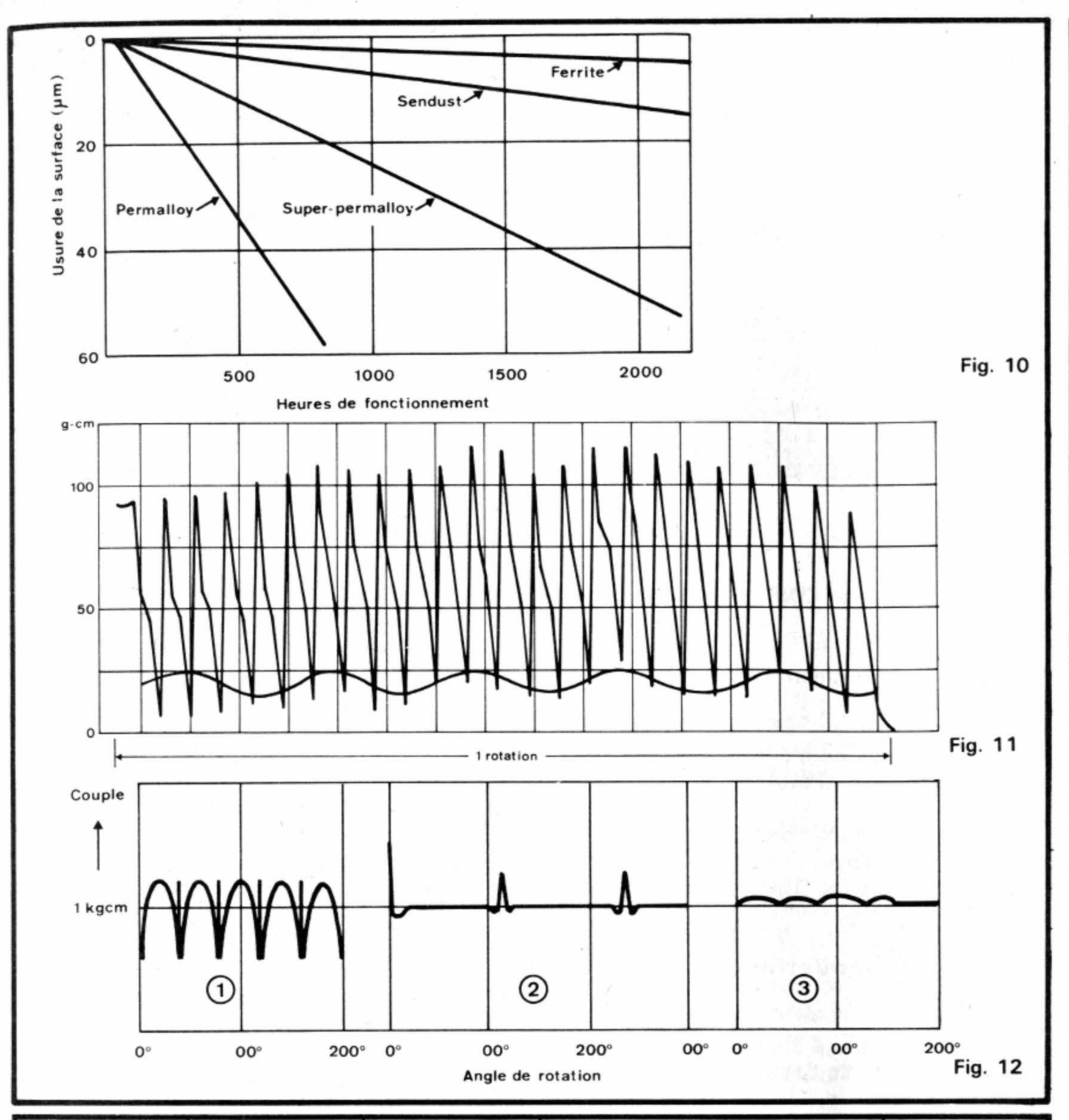


Fig. 10

Fig. 11

Fig. 12

Constitutifs Matériaux de la tête	S & F	F & F	Alliage Sendust		Permalloy
Structure					
	revêtement de Sendust sur le circuit en ferrite	circuit magnétique en ferrite	revêtement de Sendust sur Permalloy laminé	Sendust laminé	Permalloy laminé
Précision de l'entrefer	○	○	○	×	×
Pertes dans le fer	○	○	×	×	×
Saturation	○	△	○	○	△
Réponse en fréquence	20 - 20000 Hz	20 - 18000 Hz	20 - 18000 Hz	20 - 18000 Hz	20 - 16000 Hz
Durée	○	○	○	○	×

TABLEAU II : ○ Excellent △ Bon × Passable

mance, les figures 8 et 9 permettant de mieux saisir comment sont constitués l'entrefer et la tête complète S & F. Enfin les propriétés de dureté des différents matériaux magnétiques connus et utilisables sont données figure 10. Ce degré d'usure représenté en fonction de la durée de fonctionnement ne doit pas être pris en valeur absolue, mais en valeur relative de celle-ci... Les proportions seront donc respectées pour un même magnétocassette et une même bande.

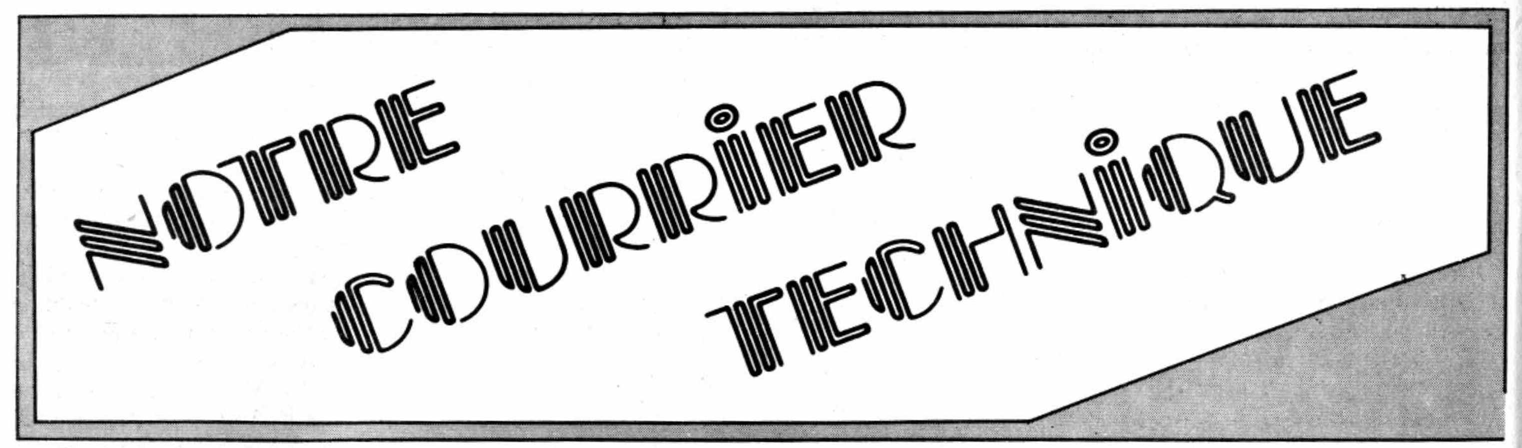
Enfin, Sony a développé (toujours une application des produits magnétiques) un nouveau type de moteur linéaire sans balai, ni encoches de collecteur, spécialement pour les lecteurs de cassettes : le B.S.L. à effet Hall. Le B.S.L. permet d'obtenir un couple de rotation plus constant, et donc une vitesse plus régulière dans le défilement et l'entraînement de la bande.

A titre indicatif, nous donnons (fig. 11) la variation du couple d'entraînement d'un moteur à courant continu classique huit pôles 24 lames avec celui d'un BLU (ligne ondulée) au cours d'un tour. Par ailleurs la figure 12 permet de préciser l'avantage du B.S.L. linéaire huit pôles diphasé (3) par rapport à un B.S.L. deux pôles triphasé (2) ou à un classique six pôles triphasé (1). La régularité du couple exercée, sans à coup, apparaît ici encore.

En conclusion

Nous n'avons fait qu'évoquer quelques aspects de l'évolution de la technologie rencontrée chez Sony, évolution rendue possible par une Recherche constante et soutenue. En vérité, il y aurait eu bien d'autres choses à dire, tant nous avons été documenté. Nous conclurons en disant que nous espérons être bientôt à même de vous présenter des mesures sur ces nouveaux produits, en particulier sur les cassettes Sony, dans les colonnes de la revue.

CH. P.



par R.-A. RAFFIN

MODALITES DE FONCTIONNEMENT DU COURRIER DES LECTEURS

Afin de nous permettre de répondre plus rapidement aux très nombreuses lettres que nous recevons, nous demandons à nos lecteurs de bien vouloir suivre ces quelques conseils :

- Le courrier des lecteurs est un service gratuit pour tout renseignement concernant les articles publiés dans LE HAUT-PARLEUR. NE JAMAIS ENVOYER D'ARGENT. Si votre question ne concerne pas un article paru dans la revue et demande des recherches importantes, votre lettre sera transmise à notre laboratoire d'étude qui vous fera parvenir un devis.
- Le courrier des lecteurs publié dans la revue est une sélection de lettres, en fonction de l'intérêt général des questions posées. Beaucoup de réponses sont faites directement. Nous vous demandons donc de toujours joindre à votre lettre une enveloppe convenablement affranchie et self adressée.
- Priorité est donnée aux lecteurs abonnés qui joindront leur bande adresse. Un délai de UN MOIS est généralement nécessaire pour obtenir une réponse de nos collaborateurs.
- Afin de faciliter la ventilation du courrier, lorsque vos questions concernent des articles différents, utilisez des feuilles séparées pour chaque article, en prenant bien soin d'inscrire vos nom et adresse sur chaque feuillet, et en indiquant les références exactes de chaque article (titre, numéro, page).
- Les renseignements téléphoniques (200.33.05, poste 288), qui ne peuvent en aucun cas se transformer en débats de longue durée, fonctionneront le lundi et le mercredi de 9 heures à 12 heures et de 14 heures à 17 heures.

RR – 07.10-F : M. Maurice Laurencery, 02 ST QUENTIN, nous demande :

1) les caractéristiques et le brochage du tube cathodique OE407PA ;

2) notre avis au sujet de défauts observés sur son téléviseur.

1) Caractéristiques du tube cathodique de mesure OE407PA :

Diamètre de l'écran = 70 mm ; diamètre utile de l'écran = 60 mm ; chauffage = 6,3 V 0,5 A ; Va3 (post-accélération) = 4 000 V ; Va2 = 2 000 V ; Va1 (concentration) = 135 à 250 V ; Vg (luminosité) = 28 à 84 V ; sensibilité des plaques X = 0,16 mm/V ; sensibilité des plaques Y = 0,22 mm/V.

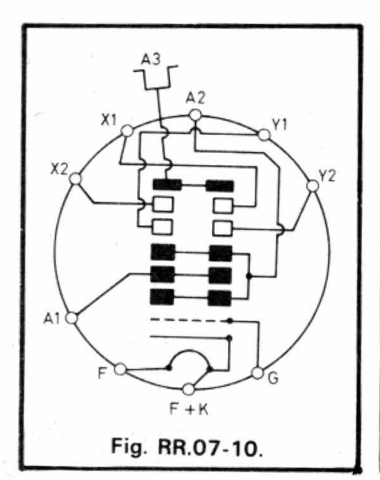


Fig. RR.07-10.

Brochage : voir figure RR-07.10.

2) Les variations de luminosité de l'image que vous constatez peuvent être dues, soit aux étages vidéo, soit au tube cathodique lui-même.

L'image qui tend à s'incliner horizontalement après un certain temps de fonctionnement indique qu'il s'agit d'une instabilité horizontale ; il faut alors retoucher légèrement le réglage correspondant marqué « stabilité horizontale » ou « fréquence horizontale » ou « fréquence lignes »... selon le constructeur.

Il est bien évident que nous ne pouvons pas être plus précis faute de pouvoir examiner le schéma de votre appareil.

RR – 07.11 : M. René Perichon, 27 VERNON :

1) désire connaître les différentes sortes d'antennes, leur construction, pour poste fixe ou poste mobile, employées par les radioamateurs ;

2) constate que la lecture des tensions sur son multimètre est différente selon l'échelle de mesure utilisée.

1) Cette question nécessiterait un très long développement qui sortirait du cadre de cette rubrique. Les différentes sortes d'antennes, leur construction, leur fonctionnement selon qu'il s'agit d'antennes pour bandes décamétriques ou pour bandes VHF, ou d'antennes pour poste fixe ou poste mobile, tout cela fait l'objet d'un chapitre entier de l'ouvrage « l'émission et la réception d'amateur » auquel nous vous prions de bien vouloir vous reporter (en vente à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).

2) Quelle que soit l'échelle de mesure utilisée sur votre multimètre, les lectures des tensions devraient correspondre. S'il n'en est pas ainsi, deux éventualités sont à envisager :

a) défaut d'étalonnage ;

b) résistance interne de l'appareil insuffisante vis-à-vis du circuit mesuré ; il y a alors perturbation du fonctionnement de ce circuit lors des mesures, perturbation dépendant de la résistance interne du multimètre, c'est-à-dire de l'échelle de mesure employée.

●

RR – 08.01 : M. André Tuffery, 11, rue Lesage, 75020 PARIS, recherche le schéma du radiorécepteur de marque PIZON-BROS, type « Lumicator-Translitor 330 ».

●

RR – 08.02 : Depuis quelque temps, nous avons reçu plusieurs demandes de ce genre : « Partant d'un courant continu très faible 4 V 50 mA (cellules solaires), comment obtenir un courant plus élevé, par exemple 12 V sous 3 A ? »

Il va sans dire que des demandes de cet ordre relèvent de la plus grande utopie. Si cela était possible, la crise de l'énergie serait résolue depuis belle lurette !!

●

RR – 08.03 : M. Messager à NEUILLY (adresse incomplète).

Nous sommes désolés, mais aucun des transistors et circuits intégrés cités dans votre lettre ne figurent parmi nos documentations ; veuillez consulter directement votre fournisseur. A notre avis, il ne s'agit pas d'immatriculations normalisées, mais de marquages industriels selon un code propre à l'utilisateur.

●

RR – 08.04 : M. Roger Fayard, 62 BETHUNE :

1) Comment effectuer un déparasitage efficace et complet sur une automobile

équipée d'un auto-radio, automobile qui semble particulièrement rebelle car l'antiparasitage classique est assez inopérant.

2) Quelle est la procédure à suivre pour effectuer le réalignement complet d'un tuner FM, et surtout pour régler convenablement le dernier étage IF à transformateur-discriminateur.

Vos questions nécessiteraient en vérité, l'une comme l'autre, des réponses à long développement qui déborderaient nettement du cadre de cette modeste rubrique. Aussi bien, nous vous conseillons plutôt l'ouvrage « Technique Nouvelle du Dépannage des Radiorécepteurs » dans lequel vous trouverez tous les renseignements que vous souhaitez, accompagnés de toutes les précisions pratiques utiles (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 PARIS).

•

RR – 08.05 : M. Jean-Paul Thomas, 45 ORLÉANS, nous demande :

1) Des renseignements complémentaires concernant l'alimentation régulée décrite dans le n° 1579.

2) Des renseignements sur le comportement du réseau électrique par temps d'orage.

3) Notre avis pour le déparasitage d'un moteur électrique.

4) Des précisions sur le ß d'un transistor.

1) Les potentiomètres Pu et Pi sont des potentiomètres à loi de variation linéaire présentant respectivement des valeurs de 100 kΩ et 500 Ω

Sur la figure 6, la résistance R_{12} existe bel et bien ; elle part de la ligne positive (entre + C_1 et collecteur de T_1) et aboutit à la patte 8 du circuit intégré.

L'auteur n'a pas prévu de radiateur pour le thyristor ; mais vous pouvez en mettre un, cela ne peut nuire en rien, bien au contraire !

2) S'il s'agit d'une coupure très brève du secteur EDF (fraction de seconde), c'est la foudre elle-même qui, en frappant le réseau, provoque un court-circuit partiel momentané.

Si la coupure est d'une durée plus importante, c'est bien qu'il y a eu disjonction et dans ce cas, la coupure est effectuée automatiquement par un disjoncteur électromagnétique.

3) Vous pouvez prévoir une paire de condensateurs entre les balais du moteur (point milieu connecté à la terre) et une autre paire de condensateurs sur les fils d'alimentation du secteur. La masse (bâti) du moteur peut également être reliée à la terre. La capacité des condensateurs doit être déterminée par expérience afin d'obtenir le maximum d'efficacité ; cette capacité se situe généralement aux environs de 0,5 μF (utiliser des condensateurs au papier type 1500 V).

4) Il est bien connu que le ß d'un transistor n'est jamais très précis, mais qu'il se situe dans une fourchette pouvant aller du simple au double, voire davantage. Il est alors bien évident que ce sont les transistors présentant les moins bonnes caractéristiques (ou même se situant hors caractéristiques) que l'on solde à bas prix dans le commerce. C'est aussi la raison pour laquelle il est parfois nécessaire d'apparier les transistors (cas d'un montage push-pull par exemple).

•

RR – 08.06 : M. François Vignal, 56 VANNES :

1) Sollicite divers renseignements pour la réalisation pratique d'un montage.

2) Demande conseil pour la mise au point d'un tuner UHF 432 MHz.

3) Désire le schéma d'un filtre « anti-rumble » et d'un correcteur physiologique pour compléter un amplificateur BF.

1) Une bobine d'arrêt (ou de choc, c'est la même chose) est destinée à bloquer le passage de signaux HF ou VHF, tout en laissant passer le courant continu circulant dans le circuit.

On peut toujours remplacer un condensateur d'une tension diélectrique donnée par un condensateur de **même capacité** d'une tension diélectrique supérieure ; la marge de sécurité s'en trouve accrue. Par contre, l'inverse n'est pas possible.

Dans le même ordre d'idée, on peut toujours remplacer une diode zener de 1/4 W par une diode zener d'une puissance supérieure... à condition qu'elle présente la **même tension** de zener.

2) Il n'est guère pensable que la mise en parallèle d'un condensateur de 15 pF sur le condensateur variable « oscillateur » de votre tuner UHF n'apporte aucun changement. Ou bien vous faites erreur, et il ne s'agit pas de la case correspondant au circuit oscillateur. Ou bien vous êtes carrément hors bande : la modification de fréquence est peut-être insuffisante... ou excessive ; vous pourriez essayer des condensateurs fixes d'appoint de capacités différentes, soit plus importantes, soit plus faibles. A toutes fins utiles, nous vous signalons que la transformation d'un tuner UHF/TV pour la réception de la bande 432 MHz est exposée à partir de la page 460 de l'ouvrage « l'Émission et la Réception d'Amateur » (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 PARIS).

3) Vous trouverez un montage de filtre « anti-rumble » à la page 136 du N° 1624 d'Electronique Pratique, auquel nous vous prions de bien vouloir vous reporter. Ce genre de filtre se monte à l'entrée de l'amplificateur.

4) Un circuit correcteur physiologique utilisable avec un potentiomètre ordinaire a été décrit dans notre n° 1521, page 359 (réponse RR-05.71-F). Ce circuit s'adjoint donc sur le potentiomètre double de volume de l'amplificateur stéréo.

•

RR – 08.07-F : M. Daniel Rougier, 18 VIERZON, nous demande :

1) Les caractéristiques du circuit intégré FCH 191, ainsi que les caractéristiques et le brochage du circuit intégré LM 340 K 15.

2) Des précisions concernant l'antivol pour automobile décrit dans le N° 1632, page 112.

3) Le schéma d'un préamplificateur d'antenne TV à très large bande apportant un gain de 100 dB.

1) Les caractéristiques et fonction du circuit intégré FCH 191 ont été publiées à la page 331 du N° 1535.

Le circuit intégré LM340 K15 est un régulateur de tension positive présentant les caractéristiques suivantes : tension de sortie stabilisée = 15 V ; tension maximale d'entrée = 35 V ; intensité maximale de sortie = 1,5 A ; Pd = 20 W. Brochage : voir figure RR-08.07.

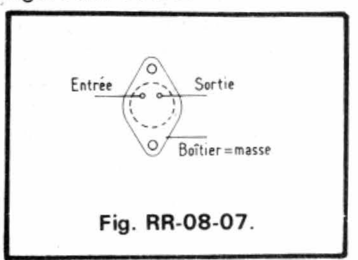


Fig. RR-08-07.

2) Concernant cet antivol, il est possible que vous utilisiez des relais ne convenant pas, c'est-à-dire nécessitant une intensité de collage excessive. Lorsqu'il y a déclenchement et si le montage fonctionne correctement, les tensions aux points **i** et **h** (par rapport à la masse) doivent être très faibles.

Il est possible également que vous ayez fait quelques erreurs de câblage... En effet, sur le plan du circuit imprimé (page 213), le point **a** doit être relié à la connexion d'alimentation voisine, connexion aboutissant notamment aux pattes 14 des circuits intégrés B, C, D.

3) Les préamplificateurs d'antenne TV à très large bande sont extrêmement délicats à construire et ne souffrent pas la médiocrité ; en principe, tout bricolage d'amateur est à rejeter surtout si celui-ci ne dispose pas des appareils de mesure nécessaires à la mise au point (wobbulateur, oscilloscope, etc.).

Lorsque vous nous parlez d'un gain de 100 dB, n'y aurait-il pas un zéro de trop ? En fait, les préamplificateurs du commerce les plus performants **pour antenne TV particulière**, apportent un gain de l'ordre de 20 à 24 dB, et il est bien difficile dans l'état actuel de la technique de faire davantage sans le risque d'une auto-oscillation pure et simple.

●

RR – 08.08 : M. Robert Masson, 39 DOLE, nous demande :

1) Des précisions concernant le générateur de fonctions décrit dans le N° 1633, page 115.

2) Des renseignements au sujet du contrôleur de rotation décrit dans le même numéro, page 125.

3) Des renseignements sur les variateurs de vitesse.

1) Générateur de fonctions N° 1633, page 115.

Figure 6 : le signe ∿ signifie courant alternatif ; il s'agit de la tension alternative issue du secondaire du transformateur d'alimentation que l'on applique aux points marqués du même signe sur le pont redresseur BY164.

Figure 19 : tout condensateur électrochimique, donc polarisé, comporte deux sorties, l'une marquée (+), l'autre marquée (–). Sur ce dessin, ces condensateurs sont vus en bout, et la partie visible est donc marquée (+) ou (–) selon qu'il s'agit du côté positif ou du côté négatif.

2) Contrôleur de rotation N° 1633, page 125.

Le 0 V correspond toujours à la masse, et dans le cas d'une alimentation simple, généralement au négatif de la tension appliquée.

Sur la figure 3, le condensateur C_2 est du type électrochimique ; d'où le repérage par (+) et (–), le point noir (ou de couleur) correspondant toujours au côté (+).

Sur les condensateurs électrochimiques du commerce, le pôle positif (+) est toujours repéré, soit par le signe (+), soit par un point de peinture de couleur, soit encore par un étranglement du boîtier cylindrique ; l'autre sortie correspond évidemment au pôle (–).

3) Un variateur de vitesse pour moteur électrique est un appareil dont le **réglage manuel** agit sur le courant appliqué au moteur afin d'en faire varier la vitesse. Dans le cas d'un moteur du type « universel », c'est-à-dire avec collecteur et balais, les variateurs à employer sont d'une construction relativement simple et de très nombreux montages de ce genre ont déjà été décrits dans cette revue. Par contre, dans le cas d'un moteur à induction (monophasé ou triphasé), les montages des variateurs à utiliser deviennent beaucoup plus complexes.

●

RR – 08.09 : M. Jean-Yves Forner, 03 MOULINS :

1) Nous demande s'il est possible de modifier son modulateur de lumière afin qu'il puisse être attaqué directement par un microphone.

2) Désire les schémas d'un filtre « scratch », d'un filtre « rumble » et d'un indicateur de saturation BF.

3) Nous demande où se procurer des composants démarqués vendus à bas prix.

1) Nous ne pouvons pas vous dire si votre modulateur de lumière est modifiable pour l'adjonction d'un amplificateur afin qu'il puisse être attaqué directement par un microphone. Pour que nous puissions en juger, il faudrait nous communiquer le schéma complet de ce modulateur de lumière.

A toutes fins utiles, nous vous signalons que des montages de modulateurs de lumière commandés à partir d'un microphone ont été décrits dans nos numéros 1539 (p. 267), 1625 (p. 114) et 1646 (p. 110).

2) Concernant les filtres « scratch » et « rumble » dont vous recherchez les schémas, nous vous prions de bien vouloir vous reporter à la revue Electronique Pratique n° 1624 à partir de la page 135.

Un montage d'indicateur de saturation BF à diodes LED a été décrit dans notre N° 1631, page 171, figure 3.

3) Nous n'avons pas d'adresse à vous communiquer concernant la vente de composants démarqués. D'ailleurs, il est fortement déconseillé d'effectuer des montages électroniques avec des composants hors caractéristiques vendus au rabais ; les résultats en souffrent toujours.

●

RR – 08.10-F : M. Roland Thivend, 86 POITIERS :

1) Désire connaître les caractéristiques de la diode 1N4820 et du transistor 2N3416 (ainsi que le brochage de ce dernier).

2) Se plaint d'un sifflement et d'un ronflement observés sur un amplificateur téléphonique.

3) Nous demande conseil pour le soudage des transistors.

1) Caractéristiques maximales des semi-conducteurs :

1N4820 : diode redresseuse silicium ; tension inverse max = 400 V ; intensité redressée max = 1,5 A.

2N3416 : NPN silicium ; Pc = 360 mW ; Vcb = 50 V ; Vce = 50 V ; Veb = 5 V ; Ic = 500 mA ; h fe = 75 pour Ie = 2 mA et Vcb = 4,5 V. Brochage : voir figure RR-08.10.

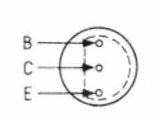


Fig. RR-08-10.

2) Le sifflement que vous observez avec votre amplificateur téléphonique est effectivement dû à l'effet Larsen : le microphone du combiné téléphonique reçoit d'une façon excessive les signaux sonores émis par le haut-parleur de l'amplificateur. Il n'y a évidemment aucun remède si ce n'est que d'éloigner le plus possible le haut-parleur proprement dit par rapport au combiné, ou de limiter l'amplification par le potentiomètre de volume juste avant la manifestation de l'accrochage.

Quant au ronflement, il peut être dû à l'utilisation d'un fil non blindé entre le capteur à induction et l'amplificateur (ou à son blindage non relié à la masse). Il peut aussi s'agir

d'une induction sur le capteur provoquée par un organe électrique proche tel que transformateur, ballast de tube fluorescent, etc.

3) Pour tous les transistors, quels qu'ils soient (ainsi d'ailleurs que pour les diodes et circuits intégrés), il y a toujours risque de détérioration en les soudant si l'élévation de température est excessive. C'est la raison pour laquelle il est recommandé de tenir le fil, la broche ou la patte que l'on soude à l'aide d'une pince plate, cette dernière empêchant la transmission de la chaleur à l'intérieur du semi-conducteur.

●

RR – 08.11-F : M. Gilbert Bray, 11 NARBONNE :

1) Nous demande la formule permettant de déterminer le nombre de tours d'un bobinage.

2) Aimerait connaître les correspondances des transistors RCA types 40280, 40281 et 40282.

3) Voudrait que nous lui communiquions les caractéristiques et le brochage du tube d'origine U.S.A. type 7408.

1) Il n'existe aucune formule **exacte** permettant de déterminer le coefficient de self-induction ou le nombre de tours d'un bobinage ; il existe beaucoup trop de facteurs provenant du mode de fabrication qui interviennent et modifient les résultats. On a donc recours à des formules empiriques approximatives, ou mieux à des abaques pour la détermination approchée du nombre de tours ; ensuite, une mise au point pour l'obtention de l'accord précis est toujours nécessaire (réglage du noyau de ferrite ou d'un condensateur ajustable en parallèle, selon le cas).

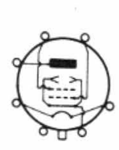


Fig. RR-08.11.

2) Correspondances des transistors :

40 280 : BFS 22, BFS 51, BFR 98, BFW 46, BLW 16, 2N4427.

40 281 : BLY 57, BLY 78, 2N3926.

40 282 : BLY 58, BLY 79, 2N3927.

3) Tube 7408 : tétrode à faisceaux dirigés, amplificatrice BF. Chauffage = 6,3 V 0,45 A ; Va max = 315 V ; Vg2 max = 250 V ; Vg1 = 13 V ; Ia = 34 mA ; Ig2 = 2,2 mA ; S = 3,75 mA/V ; ρ = 80 kΩ ; Za = 8,5 kΩ ; Wa = 12 W ; Wo = 5,5 W (correspondant très proche : 6 V 6 GT). Brochage : voir figure RR-08.11.

●

RR – 0901 : M. Maurice LACROIX, 28 DREUX, nous demande :

1° conseil pour l'utilisation d'une enceinte de 4 Ω sur la sortie 8 Ω d'un amplificateur BF ;

2° des précisions pour la liaison entre téléviseur et magnétophone pour l'enregistrement du son.

1° Il est bien évident que l'on ne peut pas connecter sans risque une enceinte de 4 Ω (tous les composants étant prévu pour cette impédance) sur la sortie 8 Ω d'un amplificateur.

Une solution consisterait évidemment à utiliser un transformateur adaptateur d'impédance 8 Ω/4 Ω de très haute qualité. Malheureusement, nous n'avons pas connaissance de l'existence dans le commerce de ce genre de matériel pour la puissance de 60 W indiquée.

La solution de la résistance bobinée de forte puissance d'une valeur de 4 Ω connectée en série avec l'enceinte est évidemment valable au point de vue charge et impédance ; mais son inconvénient est qu'une moitié de la puissance de sortie se trouve inutilement perdue dans la dite résistance. Exemple : pour une sortie d'une puissance de 60 W à l'amplificateur, nous n'aurez que 30 W dans les haut-parleurs (et les trente autres watts seront perdus dans la résistance).

2° Dans la liaison entre téléviseur et magnétophone que vous avez effectuée, il était nécessaire d'utiliser, non pas des fils ordinaires, mais un fil blindé. Le blindage peut à la rigueur également servir de conducteur, et doit être impérativement relié à la masse du magnétophone et à la masse du téléviseur. Voir également la réponse RR-09.23, page 290, n° 1642.

Les maigres résultats obtenus peuvent aussi dépendre de l'entrée utilisée sur le magnétophone. De toute façon, dans votre cas, la tension est plus que suffisante pour attaquer un magnétophone ; il y a davantage de chance d'avoir saturation que signal insuffisant. Il ne peut donc s'agir que d'une erreur de votre part.

●

RR – 09.02 : M. Gérard MALLON, 45 MONTARGIS, nous demande :

1° divers renseignements concernant les récepteurs OC ;

2° les correspondances de divers transistors japonais.

1° Nous sommes désolés de vous décevoir, mais il existe aucun récepteur seul, ni aucune antenne unique, capable de couvrir la gamme de fréquences s'étendant de 3 à 900 MHz.

Vous trouverez par exemple des récepteurs couvrant de 3 à 30 MHz en AM, SSB, CW, RTTY ; ensuite vous trouverez des récepteurs convenant aux gammes FM de 80 à 100 MHz, par exemple ; également des récepteurs pour la bande aviation en AM de 108 à 140 MHz ; des récepteurs pour la gamme « amateurs » 144 – 146 MHz en SSB et FM ; etc., etc. Bien entendu, nous parlons ici que des véritables récepteurs de trafic.

Parallèlement, et pour toutes les gammes que nous vous avons citées précédemment en exemple, il vous faudrait chaque fois une antenne **différente,** cela se conçoit. Une

antenne accordée dimensionnée pour telle bande de fréquences, ne peut évidemment pas convenir pour telle **autre** bande de fréquences.

2° Correspondances des transistors japonais :

2SC 381 : BF 198, BF 225, BF 310, BF 367, BF 596.

2SC 980 : BFX 94, BSW 63, BSW 84.

2SC 495 : BD 139, BD 169, BD 237, BD 441.

2SK 40 : BF 244, BF 245, BF 346, 2N 3822.

●

RR – 09.03-F : M. Jean-Paul GIBAUD, 74 CLUSES :

1° possède un tuner FM stéréophonique avec décodeur à circuit intégré MC 1310P, constate un souffle assez important lors des réceptions stéréophoniques et nous demande si le circuit intégré décodeur n'en serait pas la cause ;

2° possède un appareil dont le circuit d'accord comporte une diode varicap commandée par un potentiomètre et souhaiterait ajouter un second potentiomètre pour obtenir un réglage fin beaucoup plus souple ;

3° désire connaître les caractéristiques et le brochage du circuit intégré SFF 24 030 AEV.

1° Le souffle observé lors des réceptions en stéréophonie ne vient que très rarement des décodeurs (quels qu'ils soient d'ailleurs), mais du principe même de la transmission multiplex de la stéréophonie... où il faut un niveau de champ deux à trois fois supérieur à celui suffisant à la monophonie FM. Nous vous suggérons l'installation d'une antenne FM extérieure bien dégagée et convenablement orientée.

2° Sur la figure RR-09.03, en A, nous vous représentons le montage à réaliser. Le réglage fin est obtenu en ajoutant le potentiomètre de 1 kΩ linéaire connecté en résistance variable, et monté en série avec le potentiomètre normal d'accord de 20 kΩ prévu à l'origine.

3° Le circuit intégré SFF 24 030 AEV est un circuit intégré

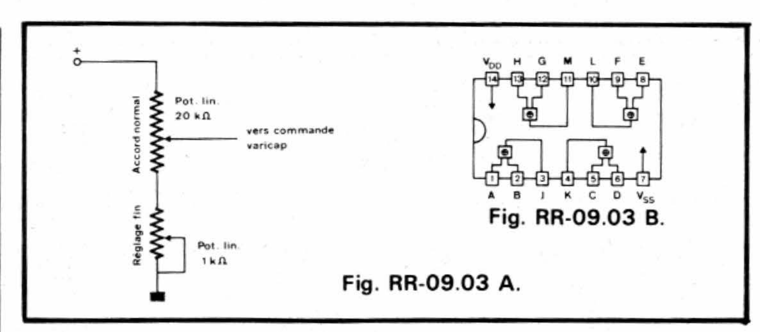


Fig. RR-09.03 B.

Fig. RR-09.03 A.

logique C.MOS comprenant quatre opérateurs OU – EXCLUSIF. Toutes les entrées du circuit sont protégées contre les effets électrostatiques (double diode de protection aux entrées). Tension d'alimentation Vss = 15 V ; Vdd = 3 V. Puissance dissipée totale = 200 mW. Tension d'entrées = + 0,3 V. Impédance de sortie = 500 Ω. Tension de sortie à l'état bas = 0 à 0,01 V. Tension de sortie à l'état haut = 10 V. Brochage : voir figure RR-09.03, en B.

●

RR – 09.04 : M. Émile MOULIN, 40 DAX :

1° possède un petit magnétophone à cassette qui a le défaut d'enregistrer et de reproduire à l'audition le bruit du moteur d'entraînement ;

2° nous demande divers conseils au sujet des prises de terre et antennes utilisées en radio ;

3° désire savoir par quels transistors il est possible de remplacer un BCY 78.

1° Sur votre petit magnétophone, nous supposons que le microphone du type à électret est incorporé au boîtier. Le bruit du moteur est alors transmis au microphone par vibrations mécaniques. Il faudrait donc pouvoir réduire ces vibrations par une amélioration de la suspension du moteur et vraisemblablement de toute la section mécanique ; mais cela risque d'être extrêmement délicat à réaliser, sinon impossible. Une solution certainement plus commode consisterait à employer un microphone extérieur **séparé** (liaison par câble blindé au magnétophone).

2° Ceux qui prétendent que l'antenne W3 DZZ ne fonctionne bien que sur 3,5 MHz sont des ignorants, ou bien ils ne savent pas s'en servir, ou bien encore leur antenne est mal faite. Personnellement, nous n'en avons pas d'autres et nous en sommes très satisfait sur toutes les bandes décamétriques.

Nous ne pouvons pas vous conseiller au sujet de l'adaptateur **automatique (?)** d'antenne dont vous nous entretenez ; nous ne connaissons pas cet appareil et nous ignorons de quoi il peut s'agir. Si vous connaissez la marque ou le fabricant de cet appareil, c'est lui qu'il conviendrait de questionner.

Une prise de terre peut être considérée comme bonne pour une résistance inférieure à 20 Ω. En tout cas, la prise de terre que vous avez constituée nous semble très correcte et suffisante en radio.

3° Le transistor BCY 78 peut être remplacé (au boîtier et brochage près) par BC 178, BC 205, BC 252, BC 308, BC 513, BC 558, BCX78.

●

RR – 09.05 : M. Marcel ROURE, 24 BERGERAC, nous demande :

1° des précisions complémentaires au sujet du temporisateur décrit dans le nº 1482, page 312 ;

2° des conseils pour la construction d'enceintes acoustiques.

1° Des précisions complémentaires concernant ce temporisateur ont déjà été données par la réponse RR-5.55-F, page 388 du nº 1517. En résumé :

a) R_6 est un potentiomètre de 500 Ω linéaire, de préférence bobiné ;

b) la cellule photorésistante peut être du type LDR 03/05 S, ou RPY 18, 19 ou 20 ;

c) le thyristor peut être du type BTY 79/400 R ou BT 109/500 R plus courant que le modèle indiqué ;

d) le relais est du type 6 V 200 à 250 Ω ;

e) la tension après filtrage doit être comprise entre 12 et 15 V, le transformateur utilisé présentant un secondaire de 12 V eff.

2° Des enceintes aux dimensions de 47 × 32 × 26 cm conviennent très bien pour les haut-parleurs à votre disposition. La laine de verre, selon sa présentation, peut être placée, soit en vrac dans les enceintes après fixation des haut-parleurs, soit collée aux parois à l'intérieur des enceintes s'il s'agit de laine de verre en plaque.

Les haut-parleurs elliptiques doivent être montés le grand axe étant horizontal.

Le tweeter doit être en haut de l'enceinte, le médium au milieu, et le boomer en bas.

Quant à la disposition des trois haut-parleurs sur le panneau-avant, elle n'est nullement critique. Vous pouvez les disposer régulièrement espacés selon l'axe vertical de l'enceinte ; mais vous pouvez également les disposer en quinconce en ce qui concerne le tweeter et le médium (le boomer restant toujours dans l'axe vertical de l'enceinte, en bas).

Nous ne sommes pas du tout partisans du réglage des aiguës par un potentiomètre monté sur le filtre de voies des haut-parleurs, cette disposition ayant trop souvent tendance à désadapter tout le filtre, et par conséquent à en altérer le fonctionnement. Le réglage d'aiguës sur l'amplificateur ou le préamplificateur doit suffire.

Pour les bobinages du filtre de voies, comme il faut utiliser du fil émaillé de l'ordre de 12/10 de mm, des mandrins de faible diamètre (6 ou 8 mm) ne conviennent pas. De simples tubes de carton de 25 mm de diamètre sont suffisants et beaucoup plus commodes.

●

CB... CB... CB... CB... CB...

PETITE RUBRIQUE DU 27 MHz

Faux problèmes

QUE n'a-t-on pas dit sur la « citizen's band » ? Et pourtant, du brouhaha croissant qu'elle suscite, la C.B. ne perçoit que fort peu l'écho qui la concerne vraiment.

Elle gêne, elle dérange même énormément cette communication radio-électrique entre « citoyens ». Faut-il s'en étonner ? Certes non puisque, de tous temps, la nouveauté, quelle qu'elle fut, suscita l'angoisse et l'hostilité instinctive des esprits ronronnants et déclinants.

Incontestablement, certaines personnes inventent des problèmes pour justifier a posteriori leur hostilité viscérale à ces empêcheurs de tourner rond que sont les cébistes. Partant du principe ô combien étroit selon lequel la seule façon de pratiquer les radiocommunications hors cadre professionnel est de se transformer en radio-amateur traditionnel, de bonnes âmes introduisent dans leurs vitupérations des raisonnements hautement fallacieux. « Le 27 ne sera jamais une bande amateur », proclament-elles. « Il ne le sera pas car il en est indigne », insistent-elles avant d'ajouter scandalisées : « Les gens qu'on y entend ne savent absolument pas trafiquer ».

Mais qui a demandé à inclure le 27 MHz dans le service amateur ? Sûrement pas la majorité des cébistes, qui souhaite pouvoir élargir le contenu des conversations radio bien au-delà des seuls termes techniques, quasiment les seuls autorisés pour les radio-amateurs. Ce n'est cependant pas un secret, la plupart des associations intéressées à la C.B. réclament une modification sensible de l'article D464 du code des PTT, celui qui, précisément, interdit « toute correspondance ayant un caractère d'utilité actuelle et personnelle ». Alors, pourquoi s'ingénier à réduire la C.B. à une sorte de « sous-bande » pour « sous-amateurs » ? Pourquoi persister à comparer le 27 MHz au 144 MHz ou au 28 MHz ?

Qu'on le veuille ou non, la C.B. constitue une nouvelle forme de communication. Elle n'est ni radio-amateurisme ni conversations téléphoniques. Sa multitude, sa diversité, son hétérogénéité en font la meilleure et la pire des choses. Vous la voulez noire ? Baissez-vous et ramassez ; vous trouverez effectivement les saletés que vous y cherchez, mais vous ne prouverez rien. Car dites-vous bien que d'autres réussissent quotidiennement à y rencontrer des éléments plus attrayants. Chacun conserve la possibilité de faire son nid comme il l'entend. Mais encore faut-il entendre autre chose que ses propres bourdonnements d'oreilles !

Il est temps de tordre définitivement le cou à ces vieux démons de la mythologie radio-début-de-siècle. Les ondes appartiennent – de fait sinon encore de droit – au domaine grand public. Laissons les déguisements au vestiaire. Conservons seulement le souvenir attendri de ces dévoreurs d'hertz, de watts et de kilomètres, calfeutrés dans leur grenier empli de tubes à vide et de bricolats léchés mollement par quelques toiles d'araignées. La communication de l'horizon 2000 inclura nécessairement la C.B., la mieux placée pour développer un tissu de relations imprévisibles devenues indispensables au sein d'une société génératrice de cloisonnement et d'anonymat.

Il est aussi d'autres faux problèmes, parmi lesquels je ne puis m'empêcher de relever les gémissements provoqués par la gestion très délicate du spectre radio-électrique, cette « ressource limitée » de la nature électromagnétique.

Belle gestion, assurément ! Plusieurs dizaines de millions de cébistes entassés sur trois ou quatre dizièmes de mégahertz tandis que quelques centaines de milliers de personnes se partagent des dizaines de mégahertz. A qui fera-t-on croire sérieusement que le « 27 » prive nombre d'utilisateurs professionnels de leur pain quotidien alors que tout le monde sait – ou devrait savoir – que le 27 MHz est depuis belle lurette une fréquence I.S.M., donc soumises aux perturbations intenses provenant d'appareils industriels, scientifiques et médicaux ? Des appareils qui ne transmettent pas d'informations, mais qui délivrent beaucoup d'énergie haute fréquence, souvent pour produire de la chaleur.

Il ne suffit pas de classer sans discernement une activité au rang d'une « aimable distraction » pour éluder les problèmes nouveaux nés du fameux sens de l'histoire. Personne ne trouve anormal de construire des routes pour la promenade ; pourquoi refuser des fréquences pour l'interconnexion libre CB ?

Au reste, nous stigmatiserons autant qu'il le faudra les arguties et les « cercles vicieux » du genre : « le 27 est déjà saturé ; vous ne voulez tout de même pas qu'on l'autorise... que serait-ce alors ? » La logique de Candide et les croyances de Bécassine forment un beau tableau, il est vrai. Je pense toutefois que La Palice lui-même aurait suggéré une extension de la « citizen's band », plus spécialement vers les plages du spectre nettement sous-employées. Il en existe, et plus qu'on le croit généralement !

Au fait, que deviendra la bande comprise entre 40 MHz et 60 MHz quand la télévision (bande 1) l'aura quittée, vers le début des années 1980 ?

Quoique la liste des faux problèmes ne soit pas épuisée, arrêtons-nous ici et rappelons la véritable question fondamentale : oui ou non la C.B. correspond-elle à des besoins ? Si oui, donnez-lui les moyens réglementaires d'exister ; si non, proposez une solution de récupération de ces millions d'adeptes de radiocommunications multilatérales. Dans ce cas, je vous souhaite beaucoup de patience naïve. Nombreux sont ceux qui l'ont tenté ; tout aussi nombreux se comptent ceux qui y ont échoué. ET pour une raison fort simple : la réalité ne se décrète pas ; elle se constate !

Daniel CHAFFANJON
Président de l'Association Française des Amateurs-radio
(A.F.A., BP 270 75063 Paris Cedex 02)

Courrier des lecteurs

De M. Gilles TEXIER, 23101 La Courtine :

« Je dois dire que si, en France, tous les C.Bistes travaillaient avec une antenne sur le toit, on pourrait carrément bannir les amplificateurs linéaires de puissance si chers à nos collègues italiens, espagnols et autres...

« Tous les C.Bistes seraient enfin heureux de pouvoir communiquer commodément entre eux. Mais voilà, la réalité est bien présente et l'administration des télécommunications ne veut rien savoir dans ce domaine... Pourquoi ne nous donne-t-elle pas satisfaction sur ce sujet ?

« Si dans ces quelques lignes je reprends les idées de mes confrères, c'est simplement parce que je veux moi aussi témoigner de l'utilité de la gamme 27 MHz. »

De M. Daniel RIVAUX à Puisieux, 62116 Bucquoy.

Notre correspondant se montre particulièrement ulcéré par les propos tenus par F1 CDC et publiés dans le numéro 1644, lequel prétend qu'il suffit d'écouter quelques instants la C.B. pour être convaincu qu'il ne s'agit que de pagaïe, etc.

« Les farfelus constituent une race qui n'est pas en voie d'extinction, hélas, et qui prolifèrent sur tous terrains. Notre « F1 » devrait écouter avec attention et surtout avec impartialité, les différents dialogues ayant lieu sur les répéteurs 144 MHz.

« En fait, la pagaïe règne tout autant, sinon davantage, sur les bandes des radio-amateurs autorisés qu'ailleurs. Les abus de quelques-uns compromettent les avantages de tous. L'homme n'est bon qu'à condition de l'être à l'égard de tous ; soyons donc indulgents envers les ignorants, et aussi envers ceux qui décident sans avoir réfléchi.

« Un bon nombre de C.Bistes ont un niveau technique bien supérieur à certains radioamateurs. Pour eux, le fait de... passer un examen pour l'obtention de la licence ne serait qu'une formalité, sans plus. Si nous refusons de passer une licence, un examen, nos raisons sont différentes de celles invoquées par F1 CDC ; nous réclamons un droit d'expression sans contrainte (n'oublions pas que le coût de la licence pour une très faible puissance est nettement plus important que la taxe annuelle des radio-amateurs).

« En bref, avant de vouloir faire place nette chez les autres, il faut en premier lieu balayer devant sa porte ! »

Tableau des canaux 27 MHz

De très nombreux lecteurs nous ayant demandé de leur communiquer la correspondance en fréquences des divers canaux de toute la bande 27 MHz, nous leur donnons satisfaction avec la publication du tableau ci-contre.

Précisons tout d'abord que, d'après la législation, la Citizen Band s'étend de 26,960 à 27,280 MHz. Par contre, la gamme de 27,290 à 27,430 MHz est plus particulièrement réservée aux radiotéléphones privés.

Canaux	Fréquences (MHz)	Canaux	Fréquences (MHz)
1	26,965	21	27,215
2	26,975	22	27,225
3	26,985	23	27,235
	27,005	24	27,245
5	27,015	25	27,255
6	27,025	26	27,265
7	27,035	27	27,275
8	27,055	28	27,285
9	27,065	29	27,295
10	27,075	30	27,305
11	27,085	31	27,315
12	27,105	32	17,325
13	27,115	33	27,335
14	27,125	34	27,345
15	27,135	35	27,355
16	27,155	36	27,365
17	27,165	37	27,375
18	27,175	38	27,385
19	27,185	39	27,395
20	27,205	40	27,405

Quelques fabrications 27 MHz de Sommerkamp

Les six premiers modèles que nous décrivons succinctement ci-dessous se présentent sous la forme de talkies-walkies.

TS 912 G :

Puissance de l'émetteur = 0,2 W ; sensibilité du récepteur inférieure à 0,5 µV pour 10 dB de rapport S/B. Cet appareil comporte deux canaux et fonctionne sous 12 V à l'aide de 8 piles de 1,5 V ; il comporte un appel sonore et une antenne échangeable. Dimensions : 180 x 63 x 50 mm ; poids 0,5 kg.

TS 510 GT :

Puissance de l'émetteur = 2 W (en AM) ; sensibilité du récepteur inférieure à 0,5 µV pour 10 dB de rapport S/B. Cet appareil comporte trois canaux ; il est équipé d'un squelch, d'un appel sonore et d'un écrêteur de bruit de fond. Il est muni de prises pour un écouteur et pour l'emploi éventuel d'une alimentation extérieure. Un galvanomètre de contrôle des piles est monté sur la façade avant ; l'alimentation normale est assurée par 8 piles de 1,5 V (12 V). L'antenne est échangeable. Dimensions : 210 x 90 x 45 mm. Poids : 1,2 kg.

TS 5606 G :

Puissance de l'émetteur = 5 W (AM) ; sensibilité du récepteur inférieure à 0,36 µV pour 10 dB de rapport S/B. Cet appareil comporte 6 canaux et est muni d'un appel sonore, d'un écrêteur de bruit de fond automatique, d'un commutateur destiné à réduire la consommation de courant, d'un squelch, d'un S-mètre servant aussi de galvanomètre de contrôle des piles ainsi que pour la mesure de la puissance relative d'émission, d'un commutateur électronique « émission-réception », etc. Des prises sont prévues pour l'utilisation éventuelle d'un écouteur et microphone extérieurs, d'une antenne et d'une alimentation extérieures. Une prise spéciale permet le contrôle de l'ensemble à distance ; il est facile d'y brancher un enregistreur à bande ou un appel sélectif (Parrot 76). Alimentation = 15 V (10 piles de 1,5 V). Dimensions : 230 x 75 x 40 mm. Poids : 1 kg.

TS 5612 :

Puissance de l'émetteur = 2 W (AM) ; sensibilité du récepteur inférieure à 0,36 µV pour 10 dB de rapport S/B ; filtre céramique en FI ; circuit intégré en BF. Cet appareil comportant 12 canaux est muni d'un écrêteur de bruit de fond automatique commutable, d'un squelch, d'un circuit ALC, d'un S-mètre servant aussi au contrôle des piles et à l'appréciation de la puissance relative d'émission. Il comporte un appel sonore, un commutateur électronique « émission/réception », et une antenne en caoutchouc (RA 1608) d'un petit encombrement peut facilement remplacer l'antenne télescopique. Ses caractéristiques correspondent aux nouvelles normes des P.T.T. européennes. Alimentation = 15 V (10 piles de 1,5 V). Dimensions : 230 x 75 x 40 mm. Poids : 1 kg.

TS 5632 DX :

Petit encombrement, sensibilité étonnante, 32 canaux disponibles, appel sonore, Vu-mètre, tout y est... Avec l'inter-

rupteur appelé « save switch » en service, l'appareil se met automatiquement hors de service pendant 9 secondes consécutives, ensuite pendant une seconde à l'écoute; ce mode (facultatif) de fonctionnement provoque une réduction de consommation de 90 %. Puissance de l'émetteur = 5 W (AM); sensibilité du récepteur inférieure à 0,36 µV pour 10 dB de rapport S/B. Naturellement, cet appareil est également équipé d'un squelch, d'un écrêteur de bruit de fond automatique et d'un S-mètre. Des prises sont prévues pour l'écouteur d'oreille, microphone extérieur, antenne extérieure, alimentation extérieure, rechargeur de batterie, enregistreur à bande ou appel sélectif (Parrot 76). Alimentation = 15 V (10 piles de 1,5 V). Dimensions : 230 x 75 x 40 mm. Poids : 1 kg.

TS 5680 DX :

Emetteur-récepteur 5 W 80 canaux. Il s'agit là du premier et du plus petit appareil digital - PLL à main. Le commutateur économiseur de piles incorporé permet d'extinction automatique de l'affichage lumineux lorsqu'on relâche le bouton des canaux. Du point de vue technique, cet appareil est par ailleurs identique au modèle TS 5632 DX décrit précédemment.

Les appareils suivants ont la présentation plus classique du radiotéléphone, soit en poste fixe, soit en poste mobile (installation sur véhicule).

TS 512/TS 524 :

Cet émetteur-récepteur (12 ou 24 canaux - 5 W) déjà très répandu, vient d'être encore amélioré ; il comporte maintenant un réglage de gain HF et un vernier de récepteur ± 4,5 kHz (Delta Tune). Il a en outre un galvanomètre éclairé et commutable qui sert soit de TOS-mètre, soit d'indicateur de la puissance relative d'émission, soit de S-mètre. Le modèle TS 512 comporte 12 canaux (4 à 15) et le modèle TS 524 comporte 24 canaux (1 à 24) avec bien entendu affichage digital dans les deux cas. Ces appareils sont équipés de circuits intégrés dans les étages BF et modulateur ; ils sont dotés de Mosfet double porte dans les étages HF et mélangeur, ainsi que d'un commutateur électronique « émission/réception », d'un squelch et d'un voyant rouge indiquant le fonctionnement en émission. La puissance de sortie en émission est de 0,5 à 5 W selon homologation de l'appareil. La sensibilité du récepteur est inférieure à 0,4 µV pour 10 dB de rapport S/B. Ces appareils sont livrés avec microphone, berceau pour l'installation sur voiture, ainsi que toutes les pièces détachées nécessaires au montage. Le jack DIN à 7 broches permet l'utilisation du haut-parleur microphone SM 5732, d'un haut-parleur extérieur, d'un cordon de rallonge de microphone, d'un enregistreur à bande, ou de l'appel sélectif Parrot 76 à 12 tonalités commutables, réponse automatique et commutateur squelch. Les caractéristiques techniques générales correspondent aux nouvelles normes des P.T.T. européennes. Dimensions : 156 x 58 x 205 mm. Poids : 2 kg.

TS 152 :

Il s'agit ici d'un émetteur-récepteur avec 80 canaux PLL, d'une puissance de 7 W, combiné avec un radiorécepteur AM/FM stéréo. Cet appareil peut se monter aisément dans le tableau de bord de n'importe quelle voiture grâce à ses dimensions très petites (standard DIN) de seulement 175 x 155 x 45 mm. Sur le cadran illuminé, outre les échelles des gammes AM et FM, nous notons l'affichage digital du canal, le S-mètre et la balance stéréo. Si on le désire, en position « stand by », l'appareil passe automatiquement en gamme CB dès qu'un canal est utilisé par un trafic. Des prises sont prévues pour brancher un microphone, les haut-parleurs radio, ainsi que les antennes radio et CB ; naturellement, tous les accessoires pour l'installation sont fournis. Notons cependant que la gamme AM correspond uniquement à la bande PO ; la bande GO aurait sans doute été beaucoup plus appréciée. Poids : 2 kg.

TS 740 SSB :

Il s'agit d'un émetteur-récepteur d'une puissance de 18 W pouvant fonctionner en AM ou en B.L.U. avec pilotage par synthétiseur de fréquence PLL. Les organes de commande et de réglage sont répartis sur une surface bien étudiée. Un choix de 40 canaux est possible en AM aussi bien qu'en USB et en LSB. La puissance de sortie est de 12 W - PEP en BLU et de 4 W en AM. L'appareil comporte 5 circuits intégrés, 2 FET, 44 transistors, 51 diodes, 5 diodes Zener et une diode varicap. La sensibilité du récepteur en BLU est de 0,3 µV pour 10 dB de rapport S/B. La section réceptrice est dotée de filtres à cristal sur la FI de 8,25 MHz utilisée en BLU et de filtres céramiques sur la FI de 455 kHz en AM ; elle comporte également un squelch réglable, un antiparasite commutable en BLU et un écrêteur de bruit de fond automatique en AM. Deux instruments de mesure sont placés sur la gauche du panneau avant ; l'un sert de S-mètre calibré, l'autre sert d'indicateur de puissance relative de sortie aussi bien en BLU qu'en AM, ainsi que de TOS-mètre. Un rattrapage de fréquence en réception par système de vernier appelé « slide-o-tune » a également été prévu parce que très utile en BLU.

L'appareil est muni d'un commutateur qui permet son utilisation éventuelle comme amplificateur BF débitant sur un haut-parleur extérieur. Cet émetteur-récepteur peut aussi s'utiliser avec un casque ; lorsque ce dernier est enfiché, le haut-parleur incorporé est automatiquement coupé. L'utilisation de l'appel sélectif Parrot 76 à 12 tonalités et réponse automatique est également possible. La suppression du rayonnement parasite et la suppression de la bande latérale non désirée ont été poussées au maximum tout en conservant un taux de modulation aussi important que possible. L'appareil peut s'alimenter, soit en 220 V 50 Hz, soit en 13,8 V continus ; il est livré avec un microphone à main ; ses dimensions sont de 329 x 247 x 104 mm et son poids est de 5 kg.

■

NOTRE COUVERTURE

Technics

RS M 95 Technics - 3 têtes - entraînement direct régulé par quartz - Rapport S/B 69 dB (avec dolby) - pleurage et scintillement 0,03 % WRMS - réponse en fréquence 20 Hz ≅ 20 000 Hz (CrO_2 - FeCr)

Quand nous déclarons que Technics fait encore mieux que Technics, cela semble difficile à croire et pourtant...

Après l'apparition au 1er semestre 1979 d'une nouvelle génération d'amplificateurs à 3 dimensions, de platines cassettes à FL Meter, d'appareils miniaturisés, Technics continue sa progression et fait reculer une fois encore les limites de la haute fidélité.

Avec la platine cassette RS M 95, on peut réellement parler de platine révolutionnaire conçue pour le nouvel âge de l'enregistrement sur bande métallique. Et la première grande innovation de Technics a été dans ce domaine de résoudre le problème n° 1 des bandes métal, l'effacement ; la RS M 95 Technics est effectivement équipée de 3 têtes, dont une au sendust/ferrite, idéale pour l'effacement des bandes métalliques. Quant à l'erreur d'azimutage, longtemps un problème sur les platines cassettes à 3 têtes, il a été résolu par la combinaison intégrée des têtes enregistrement/reproduction.

D'autre part, le moteur entraînement direct piloté par quartz de la RS M 95, allié au dispositif de régulation de tension de bande commandé par circuits logiques, permet d'atteindre un taux de pleurage de 0,03 % et une variation de vitesse de ± 0,1 % pratiquement indiscernable.

Véritablement conçue pour la bande métal, la RS M95 comporte un sélecteur de bande à 4 positions et un préréglage fin de la prémagnétisation pour chaque position. Le courant de polarisation pouvant varier de ± 20 %, c'est la certitude de toujours obtenir la meilleure adaptation à toutes les marques de cassettes.

Enfin la RS M 95 est équipée d'un nouvel indicateur FL crête/VU avec possibilité de retenue de crête, d'un compteur de repérage à micro-processeur et triple mode de mémoire, d'un double système dolby avec étalonnage de niveau d'enregistrement, d'un monitoring, de touches à effleurement... autant d'éléments qui font que réellement la RS M 95 Technics mérite d'être révolutionnaire.

TRANSVERTER TRANSISTORISE MINIATURE 432 / 144 MHz

SANS vouloir nous étendre sur le principe détaillé du transverter, nous rappellerons en bref qu'il est le complément ou le prolongement d'un émetteur-récepteur qui permet d'exploiter une autre bande, de fréquence inférieure ou supérieure à sa fréquence de travail habituelle. C'est ainsi que nous avons décrit à plusieurs reprises des transverters 28/144 MHz, c'est-à-dire permettant d'émettre et de recevoir dans la bande des deux mètres avec un transceiver 28 – 30 MHz. Et à l'inverse, sous la signature de notre ami F6DTA, Michel Levrel, est paru, dans ces mêmes pages, la description d'un transverter 144/14 MHz à partir d'un petit transceiver deux mètres IC202 permettant de transmettre et de recevoir sur 14 MHz, voire 21 ou 28 MHz !

Dans tous les cas, il s'agit

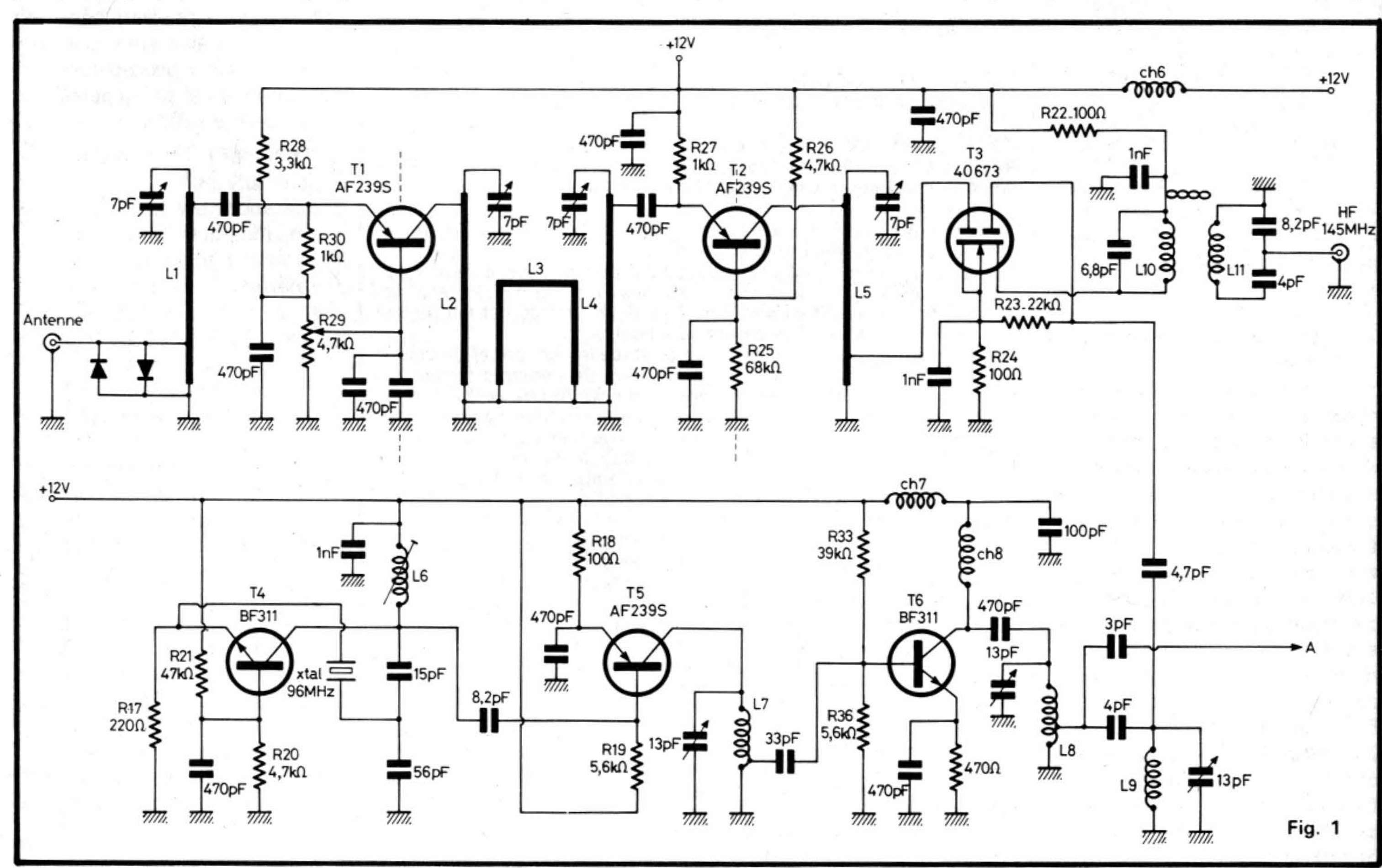


Fig. 1

d'un changement de fréquence pur et simple, procédant par battement d'un oscillateur extérieur de fréquence judicieusement choisie avec le signal provenant du transceiver de base.

Et c'est ce principe qui est repris dans la description détaillée du transverter 144/432 MHz qui va suivre. La réalisation est d'autant plus sûre et aisée que l'ensemble du matériel, y compris le circuit imprimé, a été réuni, à la disposition des amateurs par Elektronic-Laden France et s'y trouve disponible à des conditions raisonnables, ce qui n'exclut pas une sélection de matériel d'excellente qualité.

La partie de la bande la plus volontiers utilisée est la 432 étant le triple de 144, si on choisissait une fréquence hétérodyne fixe de 432 – 144 = 288 MHz, le signal de l'émetteur d'origine tomberait précisément, par un harmonique trois très important dans la bande de travail 432 MHz. Le premier souci doit donc être le choix de la fréquence fixe de battement de telle manière que le signal produit soit distinct de plusieurs centaines de kHz de l'harmonique trois de l'émetteur qui le produit. 500 MHz étant une bonne marge, on est arrivé à une fréquence fixe de 287,5 MHz qui se traduit, pour un émetteur 144 – 146 MHz, par une bande couverte par le transverter de 431,5 à 433,5 MHz. On évitera donc de tomber en dessous de 144,5 MHz pour ne pas produire de signaux hors-bande sur 70 cm !

A cette remarque près, le signal local est piloté par un quartz de 95,833 MHz et nous allons, pour suivre le fonctionnement, nous reporter à la figure 1 pour expliquer le processus de la réception. L'oscillateur est un montage overtone qui a fait ses preuves. Le circuit de L_6 est amené à la résonance par un pont capacitif et un noyau magnétique. Les capacités (15 pF et 56 pF) sont prédéterminées de manière à obtenir une réaction convenable entretenant le fonctionnement stable de l'oscillateur sur l'overtone cinq du quartz qui est un modèle miniature HC18/U dont la fondamentale est : 19,1666... MHz. Le montage est en base commune et le deuxième pôle actif est l'émetteur. Lui fait suite un étage tripleur pour lequel on n'a rien trouvé mieux qu'un AF239S, pourtant très ancien mais très performant dans cette fonction, ce qui permet de faire apparaître dans L_7, accordée par un petit CV miniature, un signal à 287,5 MHz. Cet étage comme le suivant fonctionne en classe A dans un montage en émetteur commun. En T_6 nous trouvons à nouveau un BF311, dont le circuit collecteur L_8 est accordé sur 287,5 MHz. C'est un étage amplificateur et la tension HF produite est prélevée à basse impédance pour être canalisée simultanément vers le mélangeur d'émission et vers celui de réception. Le circuit de L_9 est accordé sur la même fréquence que L_8. Si les bobines sont réalisées comme indiqué par ailleurs, la mise au point ne demande que quelques minutes : mise en évidence de l'oscillation sur l'étage T_1 et accord, dans l'ordre, de L_7, L_8 et L_9 au maximum de signal sur 287,5 MHz.

Portons-nous maintenant à l'entrée antenne, protégée contre d'éventuelles intrusions de HF par une paire de diodes tête-bêche. Tous les circuits accordés UHF sont imprimés sur le circuit, ce qui simplifie d'autant la tâche et évite toute erreur de géométrie. Par ailleurs, T_1 et T_2 (AF239 S) étant de type PNP, les circuits collecteurs sont réunis directement à la masse, ce qui simplifie encore les choses. Et si le choix s'est porté sur le type AF239, c'est par compromis équitable en regard de la qualité et du prix. Les deux étages sont montés de la même manière avec possibilité de jouer sur le gain de l'étage d'entrée par le potentiomètre de 4,7 kΩ du pont de base. Les prises de collecteur et de l'émetteur sur les lignes ont été déterminées avec soin de manière à obtenir un Q élevé. La largeur de bande est suffisamment étendue pour couvrir également la bande de fréquences réservée à la télévi-

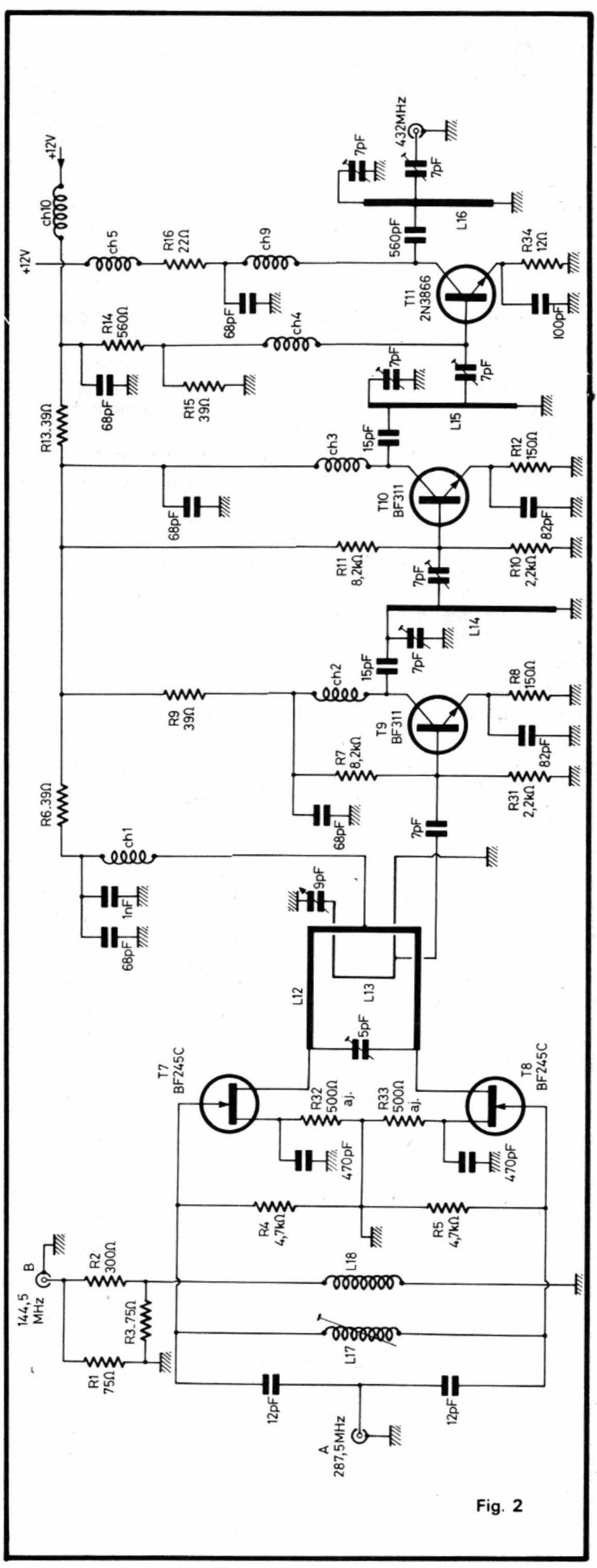


Fig. 2

sion d'amateur et le filtre de bande $L_2 - L_3 - L_4$ est d'une grande efficacité. En arrivant au mélangeur, nous trouvons, sur une gate, le signal 432 MHz amplifié et, sur l'autre, le signal local (287,5 MHz). Le filtre de bande L_{10}-L_{11} de sortie, à couplage inductif, présente une bande passante de près de 3 MHz et s'accorde, en conséquence, sur 145 MHz par les noyaux respectifs des deux bobines.

Pour ce qui est des bobines à réaliser, en dehors des lignes imprimées, nous ferons, avec le fil argenté de 5/10 mm et sur mandrins également fournis :
L_6 = 6 tours, un mandrin de 4 mm à noyau VHF
$L_{10} = L_{11}$ = 4 tours sur mandrin de 4 mm à noyau VHF (rouge), couplées par une boucle de fil de téléphone.

De même, avec le fil argenté de 75/100, on fera :
L_7 = 4 tours avec prise de base à 1/2 tour de la masse.
$L_8 = L_9$ = 3 tours avec prise sur L_8 à 1/4 tour de la masse.

Enfin, Ch_6 = 11 tours, fil émaillé de 4/10 mm, en l'air, sur un diamètre de 3 mm.
Ch_7 = 6 tours, fil émaillé de 4/10 mm, en l'air, sur un diamètre de 3 mm.
Ch_8 10 tours, fil émaillé de 4/10 mm, en l'air sur un diamètre de 3 mm.

Rien ne s'oppose à ce que, dans un premier temps, on se limite à réaliser cette partie qui assure la réception et à en effectuer la mise au point séparément. Comme toujours, en pareil cas, on s'assure que le câblage est conforme et qu'aucune goutte de soudure malencontreuse n'est venue provoquer un court-circuit intempestif. L'alimentation étant appliquée, il ne sera momentanément pas mauvais de court-circuiter l'entrée d'antenne sur la masse par une résistance miniature de 56 Ω ou 68 Ω, de façon à charger normalement le circuit d'émetteur du transistor d'entrée T_1.

La première chose à entreprendre est de faire entrer le quartz en oscillation sur la fréquence désirée (95,833 MHz). Si la bobine L_6 est conforme aux dimensions données par ailleurs, il ne peut y avoir aucune erreur d'overtone. Il suffit de tourner lentement le noyau magnétique pour l'introduire dans la bobine et, en un point bien particulier, le courant du collecteur de T_4 monte soudain de quelque deux milliampères : c'est le signe que le quartz oscille. Il est également commode de mesurer la tension de base, qui marque un creux très net, à l'entrée en oscillation. On peut le vérifier au moyen d'un petit ondemètre à absorption ou plus simplement sur un récepteur FM, un peu en dessous de 96 MHz. La position du noyau est critique. La meilleure n'est pas celle pour laquelle le signal produit est le plus important mais celle pour laquelle l'oscillation démarre spontanément dès la mise sous tension. L_7 sera réglée au maximum de haute fréquence, mis en évidence à l'ondemètre à absorption, ce qui permet d'assurer également la fréquence. C'est une bonne précaution car la capacité variable est relativement importante et le risque de fonctionner en quadrupleur n'est pas exclu. On procédera de la même manière pour T_6 dans la bobine L_8 auquel on doit pouvoir mettre en évidence une puissance HF de plusieurs millivolts. C'est tout pour la chaîne oscillatrice dont la tension utile est convoyée sur la gate de T_3. On ajustera, en réunissant la sortie à un récepteur deux mètres, L_{10} et L_{11} au maximum de souffle et on procédera de même pour l'accord de L_5, puis de L_2 et L_4 et enfin de L_1. Si l'on dispose

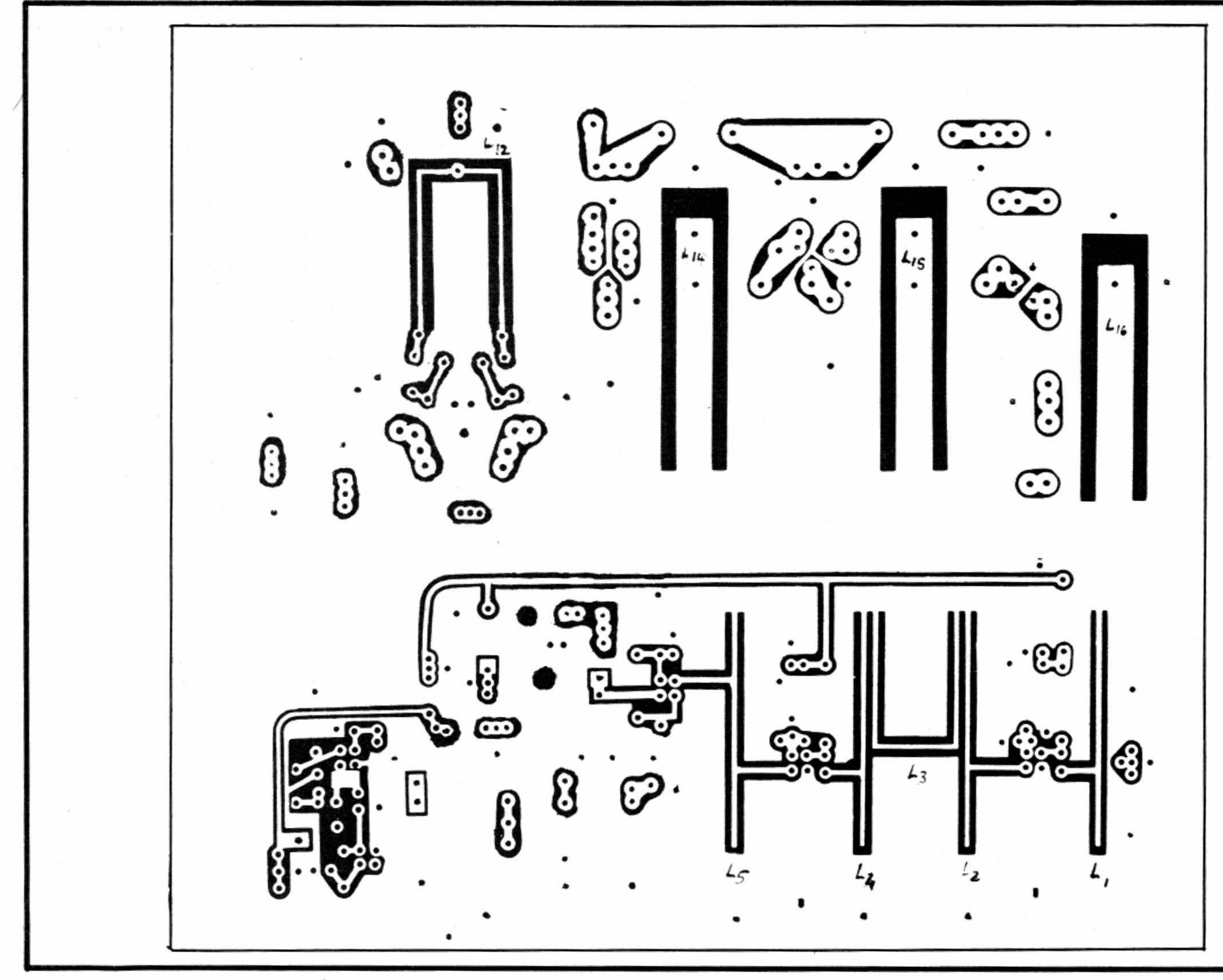


Fig. 3

d'un petit générateur 432 MHz, on le réunira à l'entrée. A défaut, un émetteur 144 MHz dont on utilisera l'harmonique trois, permettra de fignoler ces réglages pour un signal maximum. On doit alors, en réunissant le module à l'antenne, pouvoir entendre les stations de la bande 432 MHz dans de bonnes conditions.

A l'émission, (voir fig. 2) le module commence par un étage mélangeur push-pull, équipé de deux transistors à effet de champ BF245 C, T_7 et T_8, auquel le signal de l'oscillateur local de quelques milliwatts, que nous venons de voir, est appliqué en permanence, au point milieu virtuel de la bobine L_{17}, cependant que couplée magnétiquement à celle-ci, la bobine L_{18} introduit, sous une puissance de quelques milliwatts, également, la tension HF prélevée sur la sortie de l'émetteur 144 MHz. La polarisation des sources est assurée séparément par une résistance ajustable de 500 Ω à la masse, vers laquelle retournent également les deux gates par une résistance de 4,7 kΩ (R_4-R_5) L_{12}, imprimée dans le circuit, constitue la charge des drains et s'accorde sur 432 MHz, cependant que L_{13}, avec laquelle elle forme un filtre de bande, est constituée, comme on le verra sur une figure séparée, par une boucle accordée de fil sans gaine, sur laquelle est effectuée une prise côté froid, point de prélèvement de la HF à 432 MHz en direction des trois étages amplificateurs qui font suite. Chacun d'eux est alimenté à travers une bobine d'arrêt (Ch_2, Ch_3, Ch_9), (ce qui permet de mettre les trois lignes imprimées L_{14}, L_{15}, L_{16} à la masse du circuit) et fonctionne en classe A ou AB, sans être poussés à l'excès. Les lignes ci-dessus énumérées sont en effet raccourcies par la présence de condensateurs ajustables à air de haute qualité. Comme l'impédance de ces lignes est faible, le départ du couplage à l'étage suivant s'effectue presque à l'extrémité haute de L_{14}, L_{15} et L_{16} au moyen également d'un ajustable à air subminiature.

Un mot sur la réalisation des inductances, non imprimées sur le circuit : tout d'abord L_{17}, constitué par 4 tours de fil de 75/100 mm sur un mandrin de 4 mm avec noyau UHF (rouge). L_{18} est une simple boucle de fil sous gaine thermoplastique de 5/10 mm autour de L_{17} et dont les extrémités libres, torsadées s'en vont rejoindre l'entrée (144 MHz). Quant à L_{13} c'est un fil sous gaine, également, de 10/10 mm, formé comme le suggère le plan d'implantation de la figure 4, c'est-à-dire en boucle de 12 mm de large, de manière à être bien parallèle à L_{12} et de, sensiblement, 10 mm de longueur.

Les bobines d'arrêt demandent également quelques éclaircissements, étant assez nombreuses et différentes, mais toutes sont réalisées en fil émaillé de 0,4 mm de diamètre, en l'air sur une queue de foret de 3 mm de diamètre.

Nous ferons :

Ch_1 = 8,5 tours
Ch_2 = L_3 = 4 tours
Ch_4 = 8 tours
Ch_5 = Ch_{10} = éventuellement, perle de ferrite.
Ch_9 = 5 tours.

Les bobines d'arrêt sont identifiées Dr (et non Ch) sur le plan d'implantation de la figure 4.

Au montage pratique proprement dit, le circuit imprimé étant parfaitement étudié (fig. 3) et réalisé, nous ne dirons rien de plus. Avec un minimum de soin et d'attention la réalisation est tout à fait aisée. Bien sûr, on pourrait répéter, en forme de bons conseils, les truismes ayant trait aux précautions en matière de soudure sur circuits

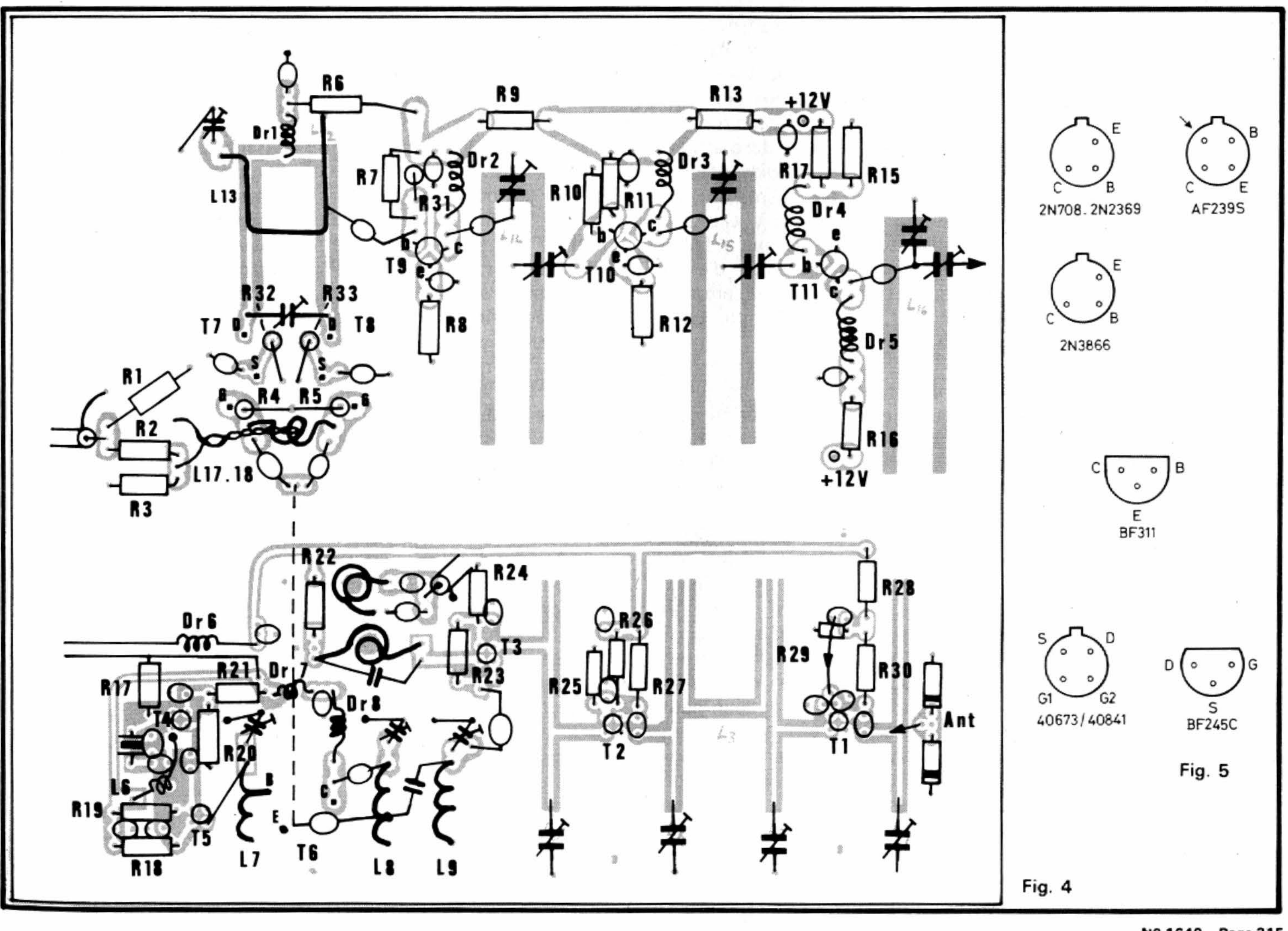


Fig. 5

Fig. 4

imprimés : attention à un excès de chauffage, à la goutte de soudure qui risque de réunir deux points à maintenir isolés l'un de l'autre, etc. Pour le reste, le travail est tout préparé. Mais revenons à la poursuite de l'examen du schéma et voyons par le détail la mise au point de la partie émission.

Comme on ne recherche pas spécialement à tirer du montage la puissance maximum, les transistors T_9 et T_{10} sont polarisés par une résistance d'émetteur relativement importante et, pour la même raison, le transistor final T_{11} est également assisté d'une résistance de stabilisation R_{34} (12 Ω), convenablement découplée.

Le réglage final fait appel, autant que possible, à un réflectomètre et à une charge adaptée (50 Ω, par exemple). Un indicateur HF, qui peut être un ondemètre à absorption, nous paraît tout aussi indispensable et, pour finir, nous décrirons un petit générateur 432 MHz, non modulé qui rendra de grands services et, en particulier, aidera à la mise au point du récepteur, que nous avons ébauchée par ailleurs.

Mais, revenons à la partie « émission ». Les capacités de liaison interétages à partir de L_{14} et L_{15} seront aux trois quarts ouvertes (environ 2 pF). Les composantes du mélange étant appliquées respectivement aux entrées A (287,5 MHz) et B (144,5... MHz), on commencera par ajuster la fréquence du circuit de L_{12} au moyen de l'ajustable en parallèle, de 5 pF, ce qui peut être mis en évidence à l'ondemètre à absorption. On jouera, bien sûr, immédiatement sur L_{17}, par son noyau, pour obtenir une indication de l'appareil, toujours couplé à L_{12}, la plus large possible. La mesure de la tension d'émetteur de T_9 est également intéressante puisque le bon accord à la fois de L_{12}, de L_{17} mais aussi de L_{13}, par son ajustable de 9 pF, se traduit par un maximum, supérieur à la tension de repos d'environ un demi-volt. La même observation sera faite au niveau de l'émetteur de T_{10}, lorsque L_{14}, par son ajustable, sera amené à la résonance sur 432 MHz. Et nous arriverons, de proche en proche, à l'étage final dont le courant collecteur au repos est pratiquement nul (< 1 mA) et qui augmente progressivement avec le réglage successif des étages qui le précèdent.

Le réglage final consiste à accorder la ligne L_{16} et l'ajustable de sortie pour obtenir la puissance maxima en HF pure. Mais pour atteindre ce résultat, il faut reprendre un à un, dans le même ordre, les réglages précédents. Le courant de l'étage final peut alors atteindre 30 mA et la puissance est de l'ordre de 80 mW. Pour modeste qu'elle soit, elle permet, soit des liaisons à faible distance soit, surtout, d'envisager l'adjonction d'un amplificateur linéaire à lampes ou à transistors.

Nous voudrions, en terminant, rendre à César ce qui lui revient : notre réalisation personnelle a été grandement facilitée par l'existence d'un kit complet comprenant, non seulement le circuit imprimé, mais également tous les éléments : transistors, résistances, condensateurs, ajustables, mandrins, noyaux, quartz et même le fil... dont la référence a été citée en début d'article.

Nous conclurons cette description avec l'étude d'un petit générateur 432 MHz, bien utile pour effectuer des réglages et des mesures sur un convertisseur, en particulier. Le montage, figure 6, en est fort simple puisqu'il s'agit d'un oscillateur piloté par un quartz overtone de 72 MHz et quelques dizaines de kHz de manière à distinguer ses harmoniques. La bobine L_1 résonne sur cette fréquence dans un montage très classique par réaction d'émetteur. L'étage suivant est un tripleur de fréquence dont le circuit collecteur est accordé sur 216 MHz et le troisième est un doubleur monté en base commune et chargé par une ligne raccourcie, accordée en tête sur 432 MHz par un petit ajustable de 6 pF. L'alimentation n'est pas critique. Prévu pour 12 V, le montage fonctionne également bien sur une pile de 9 V, ce qui donne à ce petit appareil, fort utile, une grande mobilité et une possibilité d'éloignement, parfois souhaitable quand il s'agit d'effectuer des réglages fins. La réalisation est des plus aisées et nous proposons d'en imaginer un circuit imprimé ou d'en faire un montage sur une petite plaque d'époxy à métallisation simple face de 10 cm × 8 cm pour être tout à fait à l'aise.

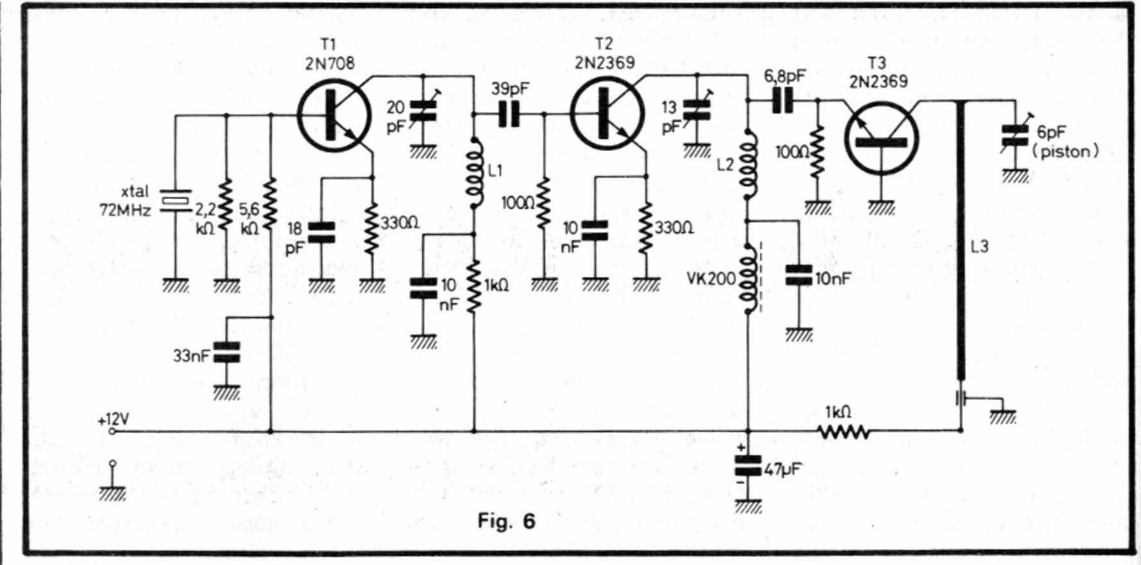


Fig. 6

Les trois circuits oscillants sont ainsi constitués :

L_1 = 7 tours de fil argenté de 10/10 mm, sur un diamètre intérieur de 5 mm, en l'air, longueur 15 mm.

L_2 = 3 tours de fil argenté de 10/10 mm, sur un diamètre intérieur de 5 mm, en l'air, longueur 10 mm.

L_3 = ligne en laiton de 3 mm de diamètre, longueur 50 mm à 6 mm du plan de masse supportée à une extrémité par la traversée auto-découplante et à l'autre, par soudure, sur le corps du condensateur-piston de 6 mm.

La mise au point, une fois l'oscillation du quartz obtenue, consiste à obtenir le maximum d'énergie sur 216 MHz dans le circuit collecteur de T_2, puis sur 432 MHz dans la ligne de T_3. Enfin nous avons cru utile, pour aider le constructeur au maximum, de rappeler, figure 5 le brochage des transistors utilisés dans le montage principal ainsi que dans la balise. Ainsi s'achève la description, peut-être un peu longue du fait du nombre des détails indispensables, d'un équipement très attractif, complément indispensable des divers transceivers de faible puissance du marché, dont les performances se trouvent ainsi étendues aux ondes décimétriques, sans complication excessives et avec la certitude du succès.

Robert PIAT
F3XY

TROIS TRANSCEIVERS SOMMERKAMP

TS - 310 DX

LE transceiver TS-310 DX est un appareil destiné à être utilisé en mobile sur la bande 28 MHz où il peut fonctionner, soit en AM, soit en SSB (USB ou LSB). Il est muni d'un AGC amplifié qui offre une parfaite stabilité du niveau du signal reçu malgré les variations de propagation ou les variations des conditions de réception. Son VFO est un synthétiseur à PLL déterminant 40 canaux sur la bande basse (low) de 28 MHz à 28,400 MHz et 40 canaux sur la bande haute (high) de 28,450 à 28,890 MHz.

En réception, la sensibilité est meilleure que 0,5 μV pour S/N = 10 dB en AM, et 0,2 μV en SSB. Le filtre pour SSB apporte un très haut degré de sélectivité et une parfaite réjection des canaux adjacents. Les filtres céramiques utilisés en réception AM apportent une réjection de plus de 70 dB des canaux adjacents. Signalons encore : un circuit squelch ajustable, un clarifier permettant de décaler légèrement la fréquence de réception sans modifier la fréquence d'émission, un éliminateur de parasites, un S-mètre, etc.

En émission, un circuit ALC est prévu pour le fonctionnement en SSB et permet l'efficacité maximale de la modulation sans toutefois atteindre des niveaux provoquant des distorsions. Le signal SSB est généré par l'intermédiaire d'un modulateur équilibré à circuit intégré. Un TOS-mètre est inclus dans l'appareil sur la sortie d'antenne en émission.

L'alimentation s'effectue sous une tension de 12 à 13,8 V continus (négatif à la masse : 0,5 A en réception ; 0,85 A en émission SSB (sans signal) 2,5 A (en crête) ; 1,8 A en émission AM.

La figure 1 montre l'aspect du transceiver TS-310 DX ; ses dimensions sont les suivantes : 203 × 185 × 30 mm. Il peut être fixé sous le tableau de bord du véhicule à l'aide d'un berceau de montage (1) et de deux vis à oreilles (2) ; le berceau est préalablement vissé sous le tableau de bord par quatre ou cinq vis (3) et rondelles éventails (4). Par ailleurs, nous avons :

(5) – Réglage du squelch.

(6) – Commande du clarifier (variation possible de ± 5 kHz).

(7) – Commutateur de bande (28 – 28,400 et 28,450 – 28,890 MHz).

(8) – Mise en service du limiteur automatique de parasites et noise blanker.

(9) – Commutateur de calibration du TOS-mètre et d'utilisation de celui-ci. La calibration et la mesure du TOS se font évidemment en émission en fonctionnement AM.

(10) – Commutateur de mesure HF ou modulation ; indications fournies par le galvanomètre 16).

(11) – Commutation pour l'utilisation en CW ; un manipulateur peut être branché par un jack situé à l'arrière de l'appareil.

(12) – Indicateur de canal par deux digits à diodes luminescentes.

(13) – Commutateur de priorité canal 9 (canal d'urgence).

(14) – Témoin d'émission (LED).

(15) – Sélecteur de canaux.

(16)– Galvanomètre-indicateur. En émission : mesures HF (valeur relative), TOS et modulation ; en réception, l'indicateur est automatiquement commuté en S-mètre.

(17) – Commutateur de mode AM – USB – LSB.

(18) – Témoin de mode selon la position du commutateur précédent :

USB = vert ; LSB = rouge ; AM = rouge et vert.

(19) – Gain HF.

(20) – Réglage du gain microphonique.

(21) – Calibrage du TOS-mètre.

(22) – Commande de volume (réception) et interrupteur d'alimentation.

(23) – Connecteur pour le microphone. Le microphone est du type dynamique, 500 Ω d'impédance. Sur la gauche, il comporte la traditionnelle pédale PTT (commutation

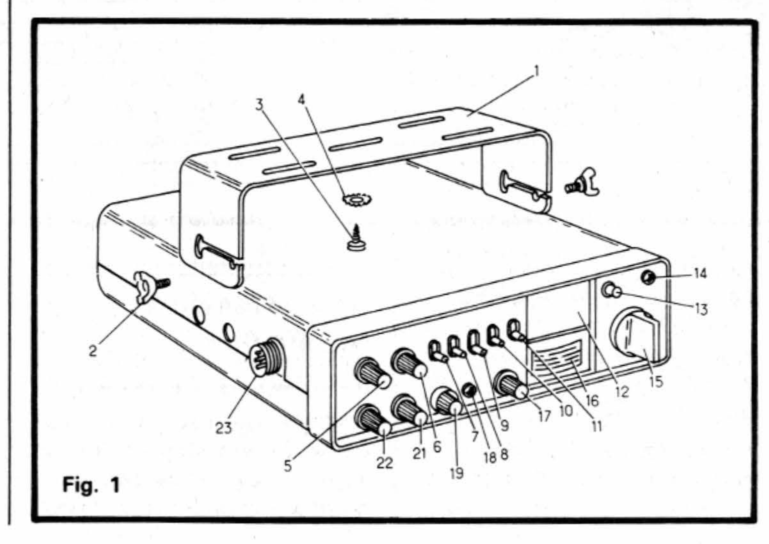
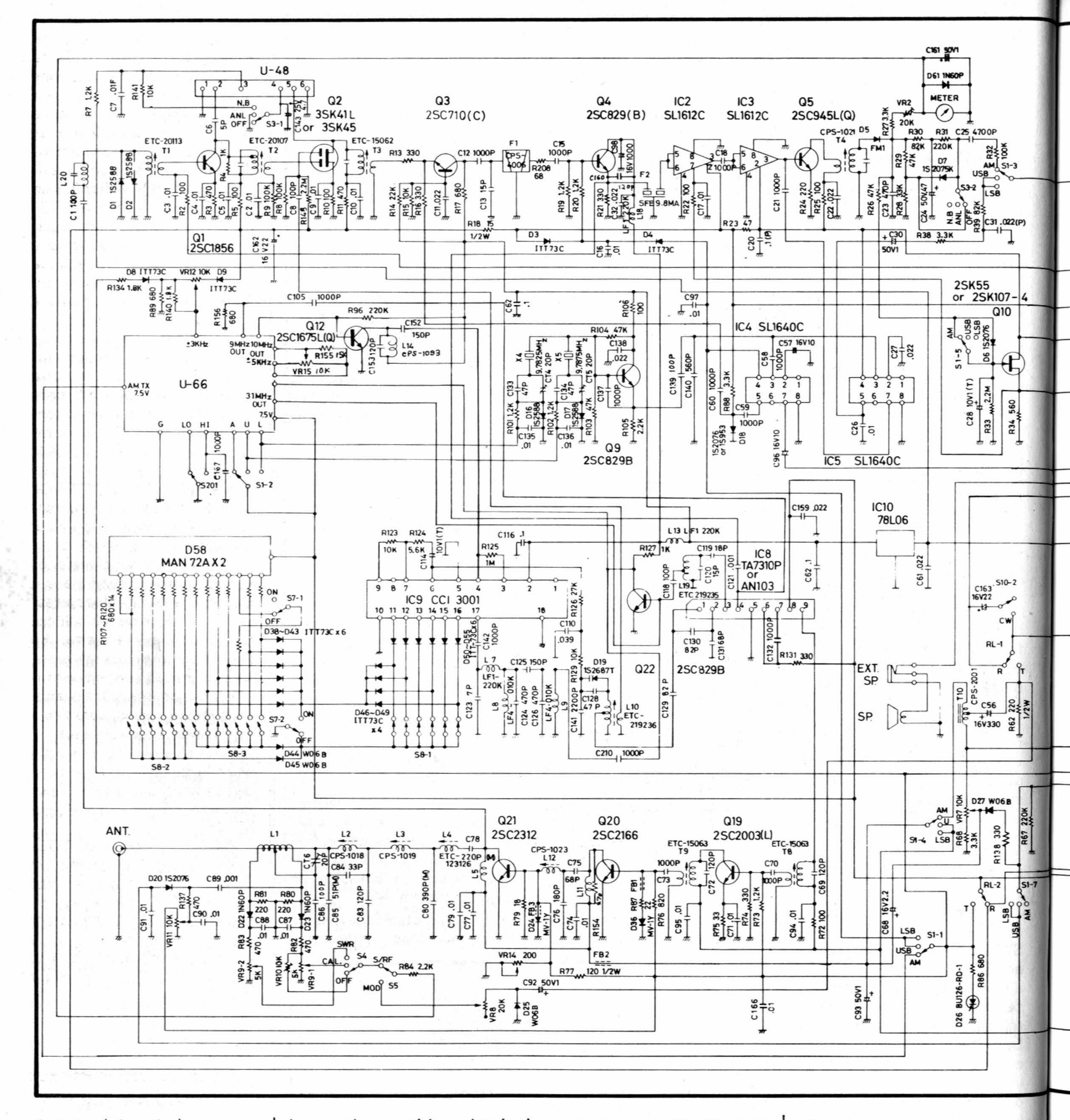


Fig. 1



émission/réception) ; sur sa droite, une molette permet également le réglage du volume sonore en réception.

A l'arrière de l'appareil, outre le jack déjà signalé pour le branchement éventuel d'un manipulateur, nous avons un jack pour la connexion d'un haut-parleur extérieur, impédance 8 Ω (si on le désire), la prise SO 239 pour le branchement de l'antenne, et bien entendu le connecteur d'alimentation (12 à 13,8 V).

Spécifications générales

Semiconducteurs : 24 transistors dont deux FET ; 10 circuits intégrés ; 54 diodes ; 3 LED.

Récepteur

Sensibilités pour S/N = 10 dB : AM = 0,5 µV ; SSB = 0,2 µV.

Sélectivité AM = 5 kHz ; SSB = 2,2 kHz.

Gamme d'efficacité de l'AGC = 80 dB.

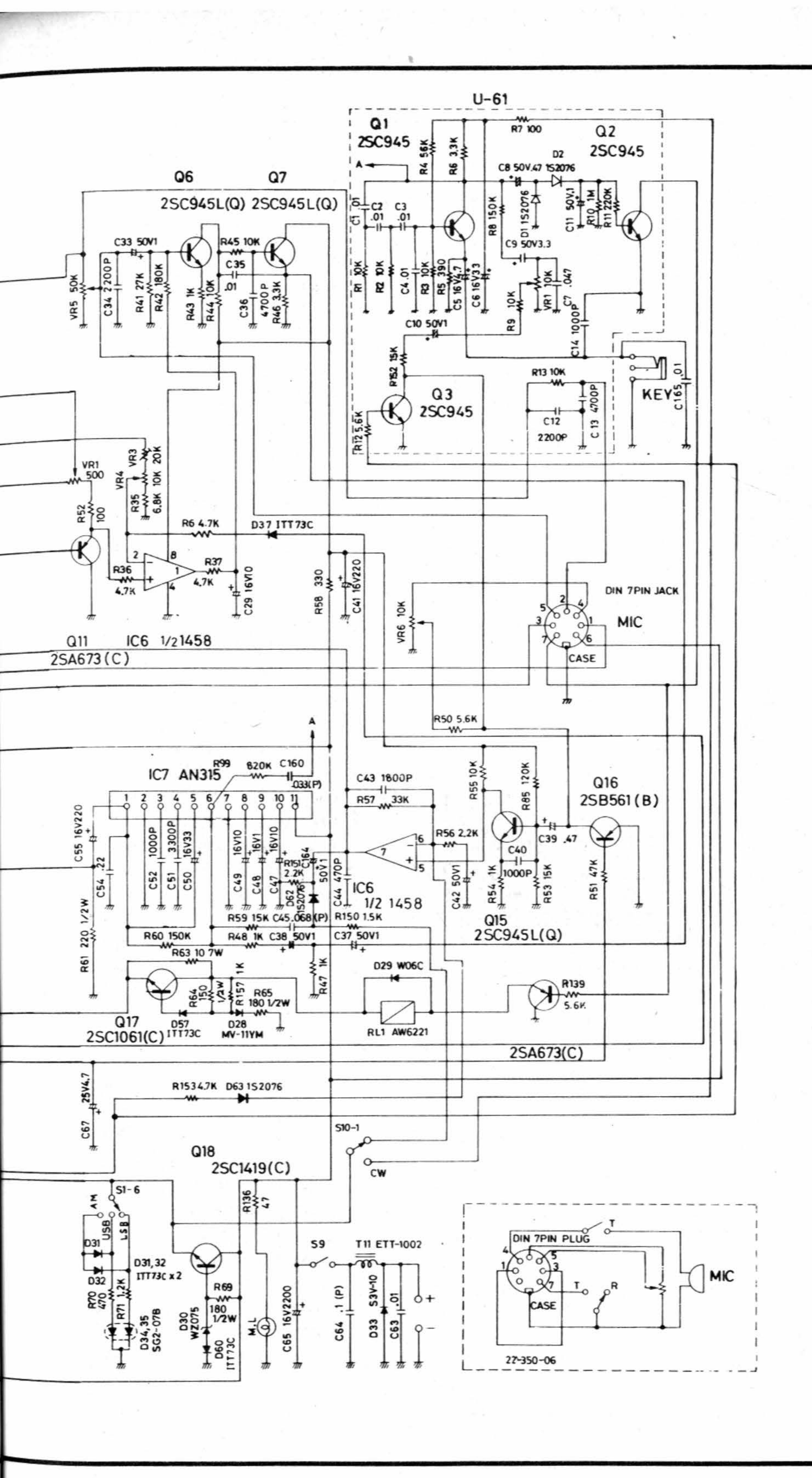


Fig. 2

Gamme d'action du squelch = 0,5 µV à 1 000 µV.

Puissance BF = 3 W.

Gamme de réponse BF = 300 à 2 200 Hz.

Fréquence intermédiaire = 9,785 MHz.

Émetteur

Puissance HF (SSB) = 12 W (PEP).

Suppression de porteuse : mieux que 40 dB.

Suppression de la bande non désirée : mieux que 60 dB.

Suppression des harmoniques : mieux que 60 dB.

Puissance HF (AM) = 4 W.

Possibilité de modulation (AM) : plus de 80 %.

La figure 2 représente le schéma général de ce transceiver.

Antenne

Dans le cas de l'utilisation en poste fixe, l'emploi de n'importe quel type d'antenne pour la bande 28 MHz peut être envisagé. Une antenne verticale est cependant plus particulièrement recommandée du fait de sa non-directivité. A propos d'utilisation en poste fixe, signalons que le TS-30 DX peut être alimenté par le secteur par l'intermédiaire d'une alimentation stabilisée délivrant une tension de 13,8 V max sous une intensité de 2,5 A.

En mobile, l'antenne-fouet est évidemment recommandée et notamment une antenne avec bobine à la base permettant de réduire la longueur du fouet. A titre d'exemple, disons qu'il est possible d'utiliser une antenne de ce genre prévue pour la bande « CB 27 MHz » dont on raccourcit légèrement la longueur du fouet.

Tous ces genres d'antennes sont du type « ground plane », c'est-à-dire que c'est la carrosserie métallique du véhicule qui forme le plan de terre. En conséquence, on devra s'assurer d'un parfait contact électrique de la gaine du câble coaxial avec la carrosserie, vers l'arrivée à la base de l'antenne.

Dans tous les cas, la liaison entre le transceiver et la base de l'antenne devra être effectuée avec du câble coaxial type 52 Ω.

Par ailleurs, du fait du TOS-mètre incorporé à l'appareil, on conçoit aisément que la mise au point de l'antenne proprement dite soit grandement facilitée. Tous conseils à ce sujet sont d'ailleurs donnés dans la notice accompagnant le transceiver.

•

TS-240 FM

Le transceiver TS-240 FM est également un appareil destiné à être utilisé en mobile, mais uniquement sur la bande 145 à 146 MHz (dite bande haute) en FM. Son VFO est un synthétiseur à PLL déterminant 40 canaux au pas de

25 kHz ; le canal en fonctionnement est affiché par deux digits à LED. Ces canaux sont indiqués par le tableau de la figure 3. Il importe de remarquer que pour les canaux correspondant au trafic via les répéteurs (c'est-à-dire les canaux 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9 et 40), le transceiver apporte automatiquement le décalage de 600 kHz entre la fréquence d'émission et la fréquence de réception (duplex avec fréquence inférieure de 600 kHz en émission) ; pour tous les autres canaux correspondant à un trafic normal en simplex, les fréquences d'émission et de réception sont égales.

Canaux TS 240 N°	Emission	Réception
1	145 025	145 625
2	050	650
3	075	675
4	100	700
5	125	725
6	150	750
7	175	775
8	200	800
9	225	825
10	250	250
11	275	275
12	300	300
13	325	325
14	350	350
15	375	375
16	400	400
17	425	425
18	450	450
19	475	475
20	500	500
21	525	525
22	550	550
23	575	575
24	600	600
25	625	625
26	650	650
27	675	675
28	700	700
29	725	725
30	750	750
31	775	775
32	800	800
33	825	825
34	850	850
35	875	875
36	900	900
37	925	925
38	950	950
39	975	975
40	145 000	145 600

Figure 3

Ce transceiver se présente sous l'aspect montré sur la figure 4. Ses dimensions sont les suivantes : 216 × 156 × 58 mm (poids : 1,9 kg) ; naturellement, le transceiver est livré avec un berceau de montage permettant son installation sous le tableau de bord du véhicule. Nous avons :

(1) – Réglage du volume sonore en réception.

(2) – Réglage du seuil du squelch.

(3) – Commutateur de canaux avec affichage digital du canal en service.

(4) – Prise pour le microphone (microphone type dynamique, impédance 600 Ω, avec pédale PTT).

(5) – Interrupteur de mise en service (alimentation).

(6) – Indicateur d'émission et poussoir d'appel (1 750 Hz) pour le déclenchement des répéteurs.

(7) – Galvanomètre indicateur de puissance HF relative en émission et S-mètre en réception.

(8) – Ampoule indicatrice d'ondes stationnaires. Un TOS-mètre est monté entre le filtre VHF de sortie et la douille d'antenne (SO 239) ; lorsque le TOS est excessif, ce témoin s'allume ; en outre, le dispositif assure la protection de l'étage final PA.

A l'arrière du coffret, nous avons la prise pour la connexion de l'antenne, le connecteur d'alimentation (rouge → +) et un jack pour le branchement éventuel d'un haut-parleur séparé (impédance 8 Ω).

Le transceiver TS-240 FM peut fonctionner sur toute tension d'alimentation comprise entre 10 et 16 V continus (négatif à la masse), sa tension nominale d'emploi étant de 13,8 V.

La figure 5 représente le schéma général du transceiver TS-240 FM.

Spécifications générales

Bande couverte = 145 à 145,975 MHz en 40 canaux au pas de 25 kHz.

Stabilité de fréquence = 3×10^{-6} à 35 °C ; 8×10^{-6} à 50 °C.

Tension d'alimentation = 10 à 16 V (nominale : 13,8 V).

Consommation en réception = 0,3 A à 13,8 V.

Consommation en émission = 2 A à 13,8 V.

Émission :

Puissance HF de sortie = 10 W (pour 12 V alimentation).

Atténuation du rayonnement indésirable = – 70 dB par rapport au niveau de porteuse.

Impédance d'antenne = 50 Ω (non symétrique).

Réception

Double changement de fréquence avec valeurs IF de 10,7 MHz et 455 kHz.

Sensibilité = 0,4 µV.

Seuil du squelch = 0,1 µV.

Réponses indésirables = – 70 dB d'atténuation.

Sélectivité = 15 kHz à – 3 dB ; 25 kHz à – 70 dB.

Puissance de sortie BF = 2 W sur 8 Ω avec moins de 10 % de distorsion.

On sait que dans tout équipement mobile, un point particulièrement important réside dans l'installation de l'antenne. On peut utiliser, soit une antenne 1/4 d'onde, soit une antenne 5/8 d'onde, l'une et l'autre verticales, installée sur le toit du véhicule. L'essentiel est que son impédance à la base soit de 50 ou 52 Ω, afin d'obtenir un fonctionnement correct de cette antenne avec un taux d'ondes stationnaires minimum (mesure faite avec TOS-mètre de précision séparé). Naturellement, la liaison entre la base de l'antenne et le transceiver doit être effectuée par un câble coaxial d'impédance 52 Ω terminé par une prise standard PL 259.

●

TS-280 FM

Le transceiver TS-280 FM peut être considéré comme le grand frère du TS-240. Sa puissance d'émission est plus importante (minimum 45 W HF pour 75 W input) et il permet de couvrir la totalité de la bande 144 à 146 MHz (bande basse de 144 à 144.975 MHz ; bande haute de 145 à 145,975 MHz) au pas de 25 kHz, soit en 80 canaux. Le fonctionnement est uniquement prévu en FM.

Comme précédemment, le canal en fonctionnement est affiché par deux digits à LED ; ces canaux sont indiqués par le tableau de la figure 6. On notera que pour les canaux correspondant au trafic par l'intermédiaire des répéteurs (c'est-à-dire les canaux 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9 et 40 de la bande haute), le transceiver apporte automatiquement le décalage de 600 kHz entre la fréquence d'émission et la fréquence de réception (duplex avec fréquence inférieure de 600 kHz en émission) ; pour tous les autres canaux de la bande haute, ainsi que pour tous les canaux de la bande basse correspondant à un trafic normal en simplex, les fréquences d'émission et de réception sont évidemment égales.

Ce transceiver se présente sous l'aspect que nous avons

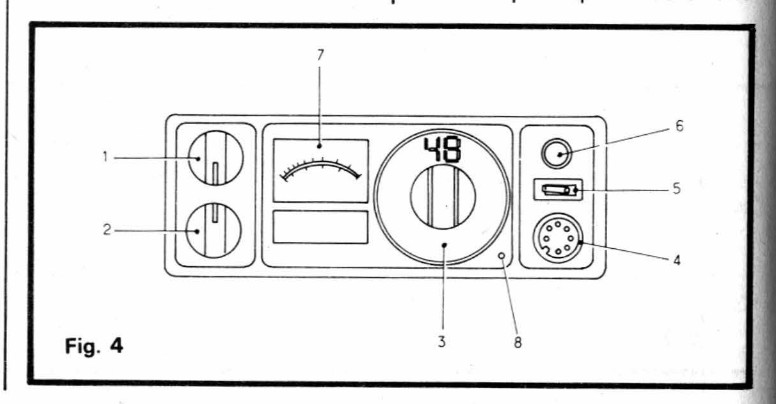


Fig. 4

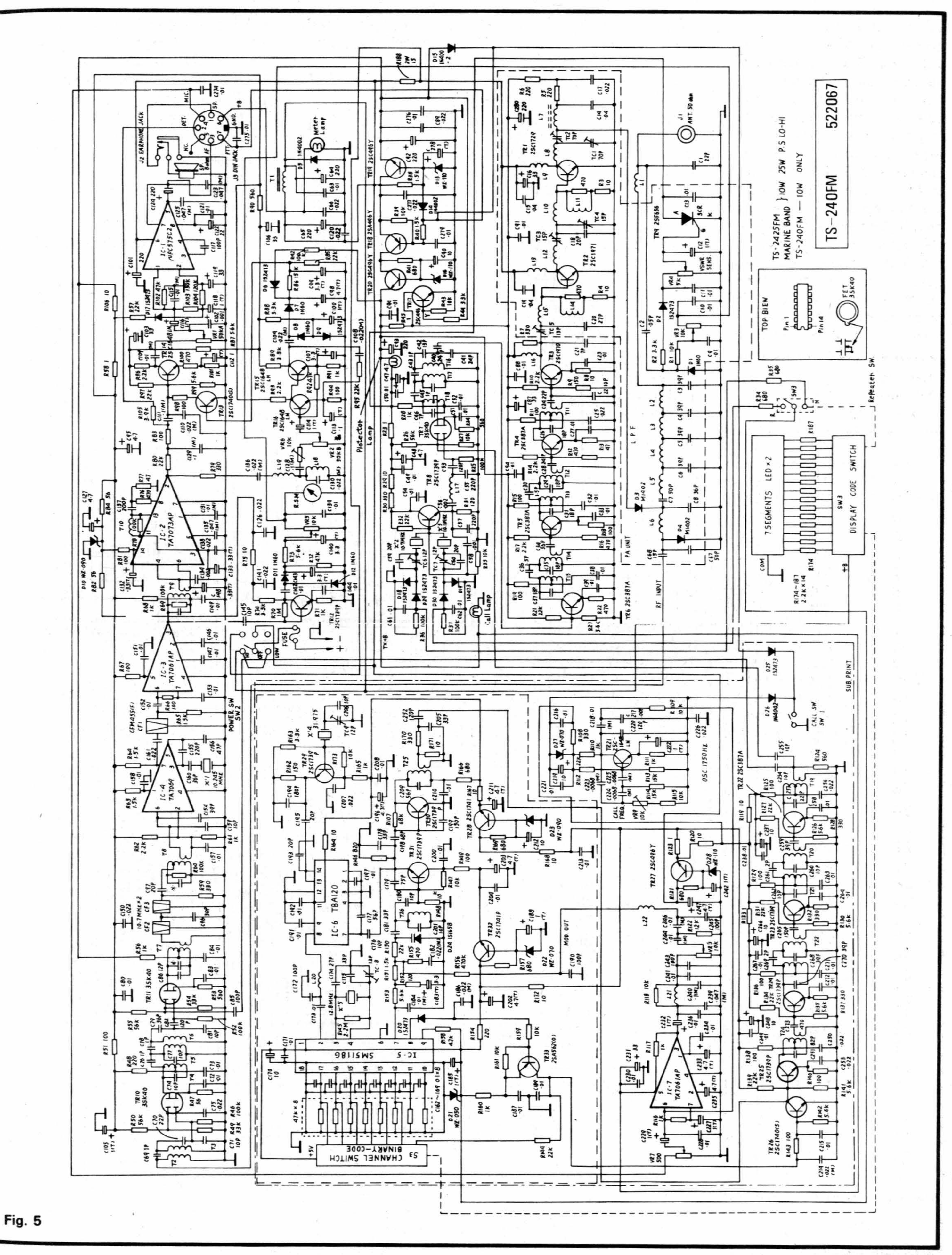


Fig. 5

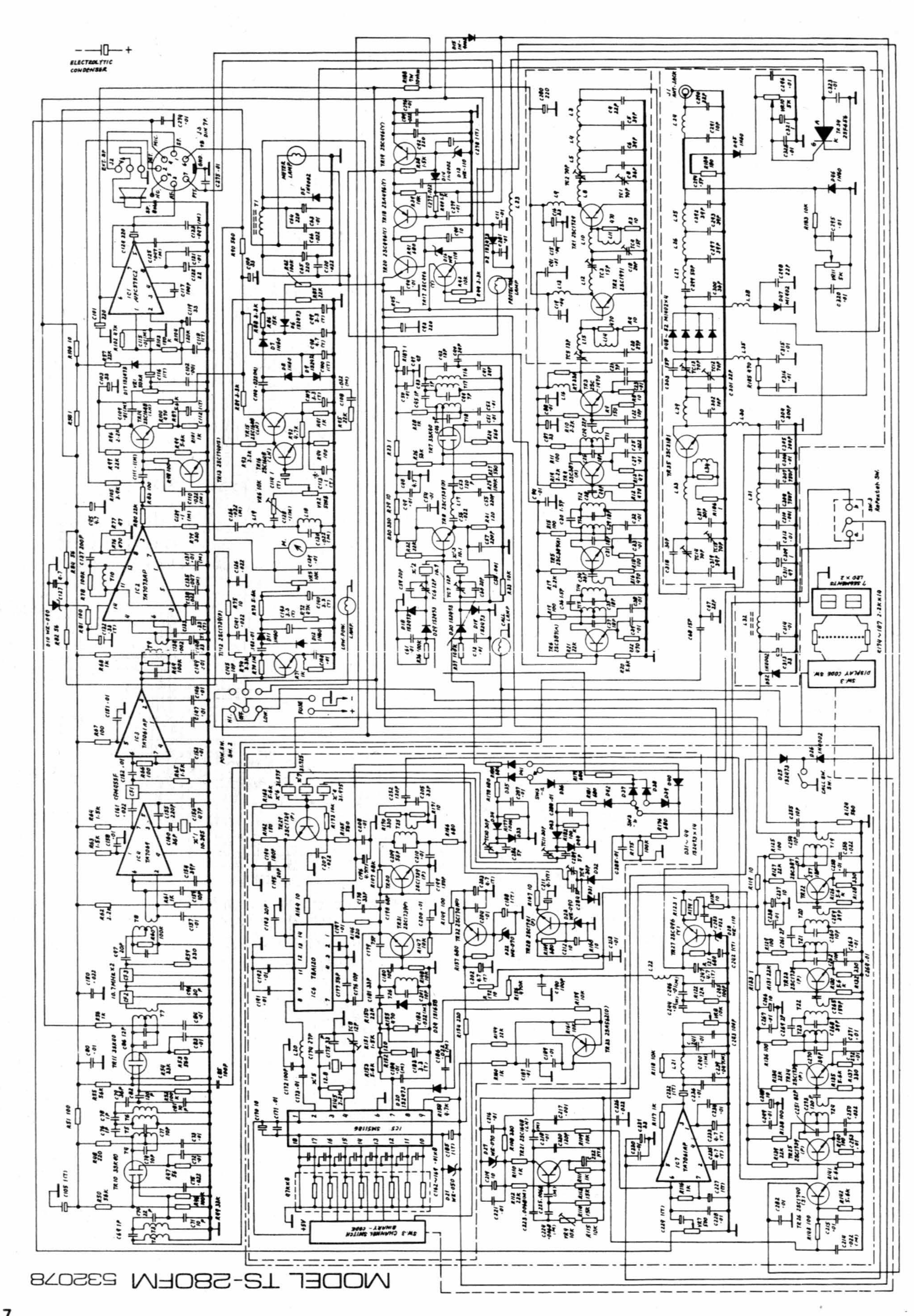


Fig. 7

Nº Canaux TS 280	Bande basse Emission et réception	Bande haute	
		Emission	Réception
1	144 025	145 025	145 625
2	050	050	650
3	075	075	675
4	100	100	700
5	125	125	725
6	150	150	750
7	175	175	775
8	200	200	800
9	225	225	825
10	250	250	250
11	275	275	275
12	300	300	300
13	325	325	325
14	350	350	350
15	375	375	375
16	400	400	400
17	425	425	425
18	450	450	450
19	475	475	475
20	500	500	500

Nº Canaux TS 280	Bande basse Emission et Réception	Bande haute	
		Emission	Réception
21	525	525	525
22	550	550	550
23	575	575	575
24	600	600	600
25	625	625	625
26	650	650	650
27	675	675	675
28	700	700	700
29	725	725	725
30	750	750	750
31	775	775	775
32	800	800	800
33	825	825	825
34	850	850	850
35	875	875	875
36	900	900	900
37	925	925	925
38	950	950	950
39	975	975	975
40	144000	145 000	145 600

Figure 6.

déjà montré avec la figure 4. Les différences sont les suivantes :

La commutation « bande haute – bande basse » s'effectue en poussant ou en tirant le bouton (2).

Symétriquement au voyant (8), nous avons un autre voyant qui s'éclaire lorsque l'appareil est commuté en « bande basse ».

Enfin, l'interrupteur (5) est à trois positions : au milieu, arrêt ; à gauche, mise en service à faible puissance ; à droite, mise en service à la puissance maximale.

Les dimensions de l'appareil sont les suivantes : 290 × 156 × 58 mm (poids 2,3 kg).

La figure 7 représente le schéma général du transceiver TS-280 FM.

Spécifications générales

Bande couverte = 144 à 145,975 MHz en 2 × 40 canaux au pas de 25 kHz.

Tension d'alimentation = 10 à 16 V (nominale : 13,8 V).

Consommation en réception = 0,3 A à 13,8 V.

Consommation en émission = 8 A à 13,8 V.

Semiconducteurs = 34 transistors dont 3 FET ; 7 circuits intégrés ; 34 diodes.

Puissance HF de sortie maximale = 45 à 50 W HF pour 14 V alimentation (puissance input 75 W).

Pour toutes les autres spécifications et conseils pour l'installation, on voudra bien se reporter à ce qui a été dit précédemment pour le transceiver TS-240.

Ces trois transceivers sont distribués en France par S.E.R.C.I. 11, boulevard St-Martin 75003 Paris à qui nous devons l'aimable communication des documentations techniques et que nous tenons à remercier ici.

Roger A. RAFFIN
F3 AV